



UNIVERSIDAD DE CUENCA
FACULTAD DE INGENIERÍA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA
AC/DC-DC/DC PARA LA CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA

Trabajo de titulación previo a la
obtención del título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

Autores:

Luis Eduardo Guillén Montenegro

C.I: 0105669717

Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca

C.I: 0105471296

Director:

Ing. Luis Gerardo González Morales, PhD.

C.I: 1729711059

Cuenca - Ecuador
2017

Resumen

Este trabajo comprende el diseño y construcción de un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC, que permite reducir la distorsión armónica total en la forma de onda de corriente aportada por la red eléctrica, sincronizar las formas de onda de voltaje y corriente, de manera que el factor de potencia entregado a la red eléctrica sea corregido a un valor mayor a 80%.

Para conseguir esto es necesario el conocimiento de la electrónica de potencia, en la cual se presenta diferentes clases de convertidores, topologías, análisis de elementos electrónicos y características de funcionamiento, para una comprensión holística del problema y el desarrollo de una solución en cada una de sus etapas.

El dispositivo propuesto en este trabajo es un convertidor de potencia de medidas: $14.2 \times 16.3 \times 17$ cm, con una topología *Boost* o elevadora de voltaje, que utiliza elementos de aislamiento para el ruido común y diferencial en el convertidor, el corrector PFC-*ICE3PCS01*, *Driver-1EDI60N12AF* y el *Mosfet-IPZ65R045C7* de canal N muy flexible, con una alta calidad operativa. La combinación de estos y otros elementos, comprenden un convertidor de potencia nominal (para una carga resistiva) de 1.2 kW, con un desfase de $204\mu s$ y distorsión armónica total en la corriente de 3.66%; alcanzando un factor de potencia de 99.6% y eficiencia de 95%, para una entrada de voltaje de $122V_{rms}$.

Palabras claves: AC/DC-DC/DC, CONVERTIDOR, ELEVADOR, *BOOST*, CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA (PFC), *BOOST-PFC*, DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD), FACTOR DE POTENCIA (PF), EFICIENCIA (H), PCB.

Abstract

This work comprehends the design and construction of an AC/DC-DC/DC Power Converter that allows the THD (Total Harmonic Distortion) reduction of the current waveform given from the electric mains, the synchronization of the voltage and current waveforms such that the PF (Power Factor) delivered to the mains is corrected to a value greater than 80%.

To achieve this it is necessary to have Power Electronics knowledge, in which different class converters, topologies, electronic devices analysis and functioning characteristics are presented in order to get a holistic comprehension of the problem and the development of a solution on each of its stages.

The proposed device in this work is a power converter of size $14.2 \times 16.3 \times 17$ cm, with a Boost topology that uses isolation elements for common and differential noise in the converter, also a PFC-ICE3PCS01 (Power Factor Correction), Driver-1EDI60N12AF and the Mosfet-IPZ65R045C7, very flexible and with high operative quality. The combination of these and other elements, comprehend a $1.2kW$ nominal power (to a resistive load) converter, with a time gap of $204\mu s$ and THD_i of 3.66%, achieving a 99.6% of PF and 95% on efficiency (η) for a $122V_{rms}$ voltage input.

Keywords: AC/DC-DC/DC, CONVERTER, BOOST, POWER FACTOR CORRECTION (PFC), BOOST-PFC, TOTAL HARMONIC DISTORTION (THD), POWER FACTOR (PF), ENERGETIC EFFICIENCY (η), PCB.



Índice General

| | |
|---|----|
| Resumen..... | 2 |
| Abstract..... | 3 |
| Índice de Figuras..... | 7 |
| Índice de Tablas..... | 11 |
| Dedicatorias | 16 |
| Agradecimientos | 17 |
| Capítulo 1: Introducción | 19 |
| 1.1. Identificación del problema | 20 |
| 1.2. Formas de corrección del factor de potencia | 22 |
| 1.3. Propuesta y alcance para un corrector del factor de potencia | 22 |
| 1.4. Objetivos | 22 |
| 1.4.1. Objetivo general | 22 |
| 1.4.2. Objetivos específicos..... | 22 |
| Capítulo 2: Análisis y descripción objetiva de la topología AC/DC-DC/DC | 23 |
| 2.1. Introducción..... | 23 |
| 2.2. Topologías de convertidores AC/DC-DC/DC | 23 |
| 2.3. Convertidor de potencia con topología <i>Boost</i> | 24 |
| 2.3.1. Modos de conducción..... | 25 |
| 2.3.1.1. Modo de conducción continua o CCM | 25 |
| 2.3.1.2. Modo de conducción discontinua o DCM..... | 28 |
| 2.3.1.3. Modo de conducción crítica o CrCM | 30 |
| Capítulo 3: Diseño teórico y simulación del convertidor de potencia AC/DC-DC/DC | 31 |
| 3.1. Introducción..... | 31 |
| 3.2. Diseño teórico del circuito <i>Boost</i> -PFC..... | 33 |
| 3.2.1. Cálculo y pérdidas del inductor..... | 33 |
| 3.2.2. Cálculo y pérdidas del puente rectificador | 41 |
| 3.2.3. Cálculo y pérdidas del <i>Mosfet</i> | 42 |
| 3.2.4. Análisis y selección del diodo <i>Boost</i> | 47 |
| Además de utilizar el diodo SiC para el convertidor <i>Boost</i> -PFC, se añade un diodo de precarga como se muestra en la Figura 3.2, para cargar los capacitores de | |



| | |
|--|----|
| salida a un valor inicial de 170Vrms , antes de activar el corrector de factor de potencia..... | 49 |
| 3.2.5. Capacitor de salida..... | 49 |
| 3.2.6. Selección del disipador de calor..... | 50 |
| 3.2.7. Corrector del factor de potencia..... | 52 |
| 3.2.7.1. Clasificación de pines del integrado ICE3PCS01G..... | 52 |
| 3.2.8. Análisis del controlador 1EDI60N12AF..... | 58 |
| 3.2.9. Filtros para la reducción de interferencia electromagnética..... | 60 |
| 3.2.9.1. Ruido común..... | 60 |
| 3.2.9.2. Ruido diferencial..... | 61 |
| 3.2.9.3. Selección y análisis de elementos para atenuación del ruido..... | 61 |
| 3.3. Simulación del convertidor <i>Boost</i> -PFC en PSIM®..... | 63 |
| 3.3.1. Sensado de corriente..... | 64 |
| 3.3.2. Sensado de voltaje..... | 64 |
| 3.4. Esquemático del convertidor <i>Boost</i> -PFC..... | 66 |
| 3.4.1. Fuentes de alimentación..... | 67 |
| 3.4.2. Convertidor AC/DC..... | 67 |
| 3.4.3. Convertidor DC/DC..... | 68 |
| 3.4.4. Corrector del factor de potencia..... | 68 |
| 3.4.5. Carga resistiva de potencia en corriente continua..... | 69 |
| 3.5. Diseño del circuito impreso para el convertidor..... | 70 |
| Capítulo 4: Construcción del convertidor de potencia <i>Boost</i> -PFC, pruebas experimentales y análisis de resultados..... | 72 |
| 4.1. Introducción..... | 72 |
| 4.2. Construcción del convertidor de potencia <i>Boost</i> -PFC..... | 72 |
| 4.3. Pruebas de funcionamiento del prototipo..... | 73 |
| 4.3.1. Prueba de funcionamiento sin corrector del factor de potencia..... | 73 |
| 4.3.2. Prueba de funcionamiento con corrector del factor de potencia..... | 78 |
| 4.3.3. Prueba de funcionamiento con corrector del factor de potencia, a potencia nominal..... | 81 |
| 4.3.4. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente a potencia nominal..... | 85 |
| 4.4. Análisis de los valores experimentales respecto a los calculados..... | 87 |
| 4.4.1. Análisis de la eficiencia con respecto a la potencia de salida..... | 88 |



| | |
|---|-----|
| 4.4.2. Análisis de distorsión armónica total de la corriente | 89 |
| 4.5. Análisis de los resultados experimentales respecto a los simulados | 91 |
| 4.6. Análisis térmico del convertidor <i>Boost</i> -PFC | 92 |
| Conclusiones..... | 95 |
| Anexos | 96 |
| Anexo A | 96 |
| Anexo B | 96 |
| Anexo C | 99 |
| Bibliografía | 100 |

Índice de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1.1. Convertidor de potencia utilizado..... | 19 |
| Figura 1.2. Formas de onda de entrada: 1) voltaje, 2) corriente, con el convertidor de Clase 2 o AC/DC..... | 20 |
| Figura 1.3. Distorsión armónica en la corriente de un convertidor AC/DC típico..... | 21 |
| Figura 2.1 Topologías de convertidores AC/DC-DC/DC. (a) PFC DCM estándar, (b) PFC CCM estándar, (c) PFC CCM intercalado, (d) <i>Boost</i> dual..... | 23 |
| Figura 2.2. Topología de un convertidor <i>Boost</i> estándar. (a) Circuito general con el convertidor AC/DC, (b) circuito <i>Boost</i> cuando S está cerrado, (c) circuito <i>Boost</i> cuando S está abierto. | 24 |
| Figura 2.3. Modos de conducción del inductor principal..... | 25 |
| Figura 2.4. Comportamiento del inductor en una topología <i>Boost</i> o elevadora de voltaje. | 26 |
| Figura 2.5. Corrientes del inductor y salida en CCM en función de D, L, voltaje y eficiencia, constantes (e.g. 400V, 200 μ H, 100%). Valor máximo normalizado de la corriente del inductor..... | 27 |
| Figura 2.6. Modo de DCM en el inductor principal de la topología <i>Boost</i> | 28 |
| Figura 2.7. Evolución del ciclo de trabajo en función de la carga en regulación. | 29 |
| Figura 2.8. Influencia de los elementos parásitos en la función de transferencia del convertidor <i>Boost</i> | 30 |
| Figura 3.1. Esquema completo de un convertidor de potencia <i>Boost</i> | 32 |
| Figura 3.2. Esquema simplificado de un convertidor de potencia <i>Boost</i> [3]. | 33 |
| Figura 3.3. Ondulación de la corriente <i>RMS</i> del inductor..... | 35 |
| Figura 3.4. Relación entre <i>LI</i> ² y el factor de geometría para la selección de núcleos. . | 36 |
| Figura 3.5. Representación de la forma y dimensiones del núcleo 77090. | 37 |
| Figura 3.6. Relación entre el número de vueltas y la sección transversal del núcleo para la selección del tipo de cable AWG..... | 38 |
| Figura 3.7. Especificaciones técnicas de los cables AWG..... | 39 |
| Figura 3.8. Inductancia con doble núcleo..... | 39 |
| Figura 3.9. Rectificador monofásico $I_{max} = 25Amp$ | 42 |
| Figura 3.10. Comparación entre la carga de la compuerta y E_{oss} para 41-45 m Ω CoolMOS C6, CP, C7..... | 43 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.11. Relación entre la potencia nominal y frecuencia de conmutación para hallar el valor de resistencia de la serie C7..... | 44 |
| Figura 3.12. Resistencia en estado drenaje-fuente..... | 45 |
| Figura 3.13. Área triangular durante el encendido y apagado del <i>Mosfet</i> | 45 |
| Figura 3.14. Relación de la carga capacitiva en función de (di/dt) , para diodos de silicio y SiC..... | 48 |
| Figura 3.15. Esquemático de la red térmica..... | 51 |
| Figura 3.16. Disipador “Fischer Elektronik sk42-200-SA”..... | 51 |
| Figura 3.17. Circuito integrado del PFC. | 52 |
| Figura 3.18. Pin <i>ISENSE</i> | 53 |
| Figura 3.19. Valores de <i>RCS</i> para distintas impedancias de <i>Rg2</i> | 54 |
| Figura 3.20. Resistencia vs frecuencia para el pin <i>FREQ</i> | 55 |
| Figura 3.21. ConFiguración de <i>OVP2</i> | 56 |
| Figura 3.22. ConFiguración de <i>Vsense</i> | 57 |
| Figura 3.23. PWM del pin compuerta..... | 58 |
| Figura 3.24. Diagrama de bloques del controlador 1EDI60N12AF. | 59 |
| Figura 3.25 Aplicación de alimentación unipolar. | 59 |
| Figura 3.26. Comportamiento típico de conmutación..... | 60 |
| Figura 3.28. Típico ruido diferencial. | 61 |
| Figura 3.29. Secciones o etapas para la eliminación de ruidos común, diferencial y Tabla de funcionalidad para cada elemento..... | 61 |
| Figura 3.30. Efecto del ruido en el toroide del “Common Mode Choke Inductor”. | 62 |
| Figura 3.31. Inductor de CMC en la entrada del convertidor de $I_{max} = 17Amp, R_{dc} = 8m\Omega, L_{leakage} = 9.6\mu H$ | 62 |
| Figura 3.32. Inductor de CMC en la salida del convertidor de $I_{max} = 10A, R_{dc} = 7m\Omega$ | 63 |
| Figura 3.33. Simulación de un convertidor <i>Boost-PFC</i> con los bloques del PFC de mayor relevancia..... | 63 |
| Figura 3.34. (a) Señales de rampa, corriente promediada y (b) PWM de compuerta. .. | 64 |
| Figura 3.35. Formas de onda de voltaje, corriente, potencia (a) de entrada (b) de salida, eficiencia y factor de potencia para 1,2kW..... | 65 |
| Figura 3.36. FFT de la forma de onda de corriente en la red eléctrica..... | 65 |
| Figura 3.37. (a) Voltaje y (b) corriente del inductor para una potencia de 1,2kW..... | 66 |



| | |
|--|----|
| Figura 3.38. Esquema en diagrama de bloques del convertidor BOOST PFC..... | 66 |
| Figura 3.39. Fuentes de alimentación del convertidor <i>Boost</i> -PFC. | 67 |
| Figura 3.40. Convertidor clase 2 o AC/DC. | 67 |
| Figura 3.41. Convertidor de clase 4 o DC/DC. | 68 |
| Figura 3.42. Controlador del corrector de factor de potencia o PFC. | 69 |
| Figura 3.43. Carga de potencia con el filtro de ruido común y diferencial. | 70 |
| Figura 3.44. Perspectiva del PCB-3D en Altium de la (a) vista superior y (b) vista isométrica. | 71 |
| Figura 4.1. Vista del PCB desde (a) la capa superior y (b) la capa inferior. | 72 |
| Figura 4.2. Montaje y soldadura de los componentes en las áreas del (a) del PFC y circuito de control (b) y de componentes de potencia. | 73 |
| Figura 4.3. Voltaje y corriente de entrada para una potencia de 800Ω sin PFC. | 74 |
| Figura 4.4. Voltaje y corriente de salida para una potencia de 800Ω sin PFC. | 75 |
| Figura 4.5. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de voltaje de entrada AC sin PFC. | 76 |
| Figura 4.6. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de corriente de entrada AC sin PFC. | 77 |
| Figura 4.7. Desplazamiento entre la corriente y el voltaje de entrada AC, para una carga de 800Ω sin PFC. | 77 |
| Figura 4.8. Voltaje y corriente de entrada para una carga de 800Ω con PFC activo. | 78 |
| Figura 4.9. Voltaje y corriente de salida para una carga de 800Ω con PFC activo. | 79 |
| Figura 4.11. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de corriente de entrada AC con PFC activo. | 79 |
| Figura 4.10. Desplazamiento entre la voltaje y corriente de entrada AC, para una carga de 800Ω con PFC activo. | 80 |
| Figura 4.12. Voltaje y corriente en el inductor para una carga de 800 Ω con PFC activo. | 81 |
| Figura 4.13. Voltaje y corriente de entrada a potencia nominal. | 82 |
| Figura 4.14. Voltaje y corriente de salida a potencia nominal. | 82 |
| Figura 4.15. Armónicos de la onda de corriente de entrada AC con PFC activo. | 83 |
| Figura 4.16. Desplazamiento entre la onda de voltaje y corriente de entrada a potencia nominal. | 84 |
| Figura 4.17. Voltaje y corriente en el inductor a potencia nominal. | 84 |



| | |
|--|----|
| Figura 4.18. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente a potencia nominal..... | 86 |
| Figura 4.19. Ciclo de trabajo del voltaje Drain-Source. | 86 |
| Figura 4.20 Pérdida de potencia total a potencia nominal..... | 88 |
| Figura 4.21 Tendencia entre la eficiencia y la potencia de salida del convertidor <i>Boost-PFC</i> | 89 |
| Figura 4.22. Tendencia entre la <i>THDi</i> y la potencia de salida del convertidor <i>Boost</i> | 91 |
| Figura 4.23 Captura termográfica del <i>Mosfet</i> y diodo <i>Boost</i> | 92 |
| Figura 4.24 Captura termográfica desde la parte superior del convertidor <i>Boost</i> | 93 |
| Figura 4.25 Captura termográfica de la parte superior del convertidor <i>Boost-PFC</i> a potencia nominal. | 93 |
| Figura 4.26 Captura termográfica de la parte inferior del convertidor <i>Boost-PFC</i> a potencia nominal. | 94 |
| Figura A.1. Prototipo del convertidor <i>Boost-PFC</i> | 96 |
| Figura B.1. Osciloscopio Tektronix DPO3054 de 4 canales..... | 96 |
| Figura B.2. Sondas diferenciales Tektronix P5200. | 97 |
| Figura B.3. Sondas de corriente Tektronix TCP404XL..... | 97 |
| Figura B.4. Resistencias variables de potencia de 300ohms a 7500W..... | 98 |
| Figura B.5. Cámara termográfica (Infrarroja). | 98 |
| Figura C.1. Pruebas experimentales realizadas en el laboratorio de micro-redes de la Universidad de Cuenca. | 99 |

Índice de Tablas

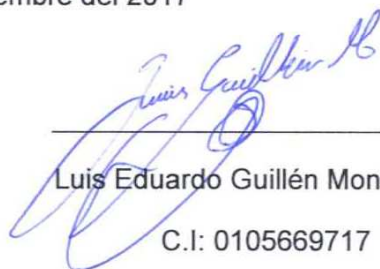
| | |
|--|----|
| Tabla 3.1. Parámetros de entrada y salida para la etapa de potencia. | 31 |
| Tabla 3.2. Valores supuestos de activación en V_{sense} para V_{out} | 57 |
| Tabla 3.3. Descripción de pines del conductor..... | 59 |
| Tabla 4.1. Armónicos de la onda de voltaje y corriente de entrada AC..... | 75 |
| Tabla 4.2. Armónicos de la onda de corriente AC con PFC..... | 80 |
| Tabla 4.3. Armónicos de la onda de corriente AC a potencia nominal..... | 83 |
| Tabla 4.4. Resultados experimentales y calculados a potencia nominal..... | 87 |
| Tabla 4.5. Pérdidas generadas en los diferentes componentes del convertidor <i>Boost</i> a potencia nominal. | 87 |
| Tabla 4.6. Potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia adquiridas en las pruebas experimentales a diferentes valores de potencia. | 89 |
| Tabla 4.7. Distorsión armónica total de la forma de onda de corriente y factor de potencia adquiridos en las pruebas experimentales a diferentes valores de potencia.. | 90 |
| Tabla 4.8. $THDi$ y $THDv$ adquiridas en las pruebas experimentales a diferentes escalas de potencia..... | 90 |
| Tabla 4.9. Resultados calculados, simulados y medidos del convertidor <i>Boost</i> a potencia nominal. | 91 |



Cláusula de Propiedad Intelectual

Yo, Luis Eduardo Guillén Montenegro, autor del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC para la corrección de factor de potencia", certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, 17 de Noviembre del 2017



Luis Eduardo Guillén Montenegro

C.I: 0105669717

Cláusula de licencia y autorización para publicación en el Repositorio Institucional

Yo, Luis Eduardo Guillén Montenegro, en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC para la corrección de factor de potencia", de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el repositorio institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, 17 de Noviembre del 2017



Luis Eduardo Guillén Montenegro
C.I: 0105669717

Cláusula de Propiedad Intelectual

Yo, Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca, autor del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC para la corrección de factor de potencia", certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, 17 de Noviembre del 2017



Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca
C.I: 0105471296

Cláusula de licencia y autorización para publicación en el Repositorio Institucional

Yo, Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca, en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC para la corrección de factor de potencia", de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el repositorio institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, 17 de Noviembre del 2017



Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca

C.I: 0105471296

Dedicatorias

Dedico este éxito a papá, mamá y abuelo, que me conformaron como ser humano.

A Gaby, Pachy, Karly y Caro por ser mi entorno. Por quererme ver siempre superado y apoyarme en momentos clave.

Dedico la voluntad que hizo finalizar mi carrera a mis sobrinas Bianca y Joaquina, para que puedan emprender su vida con cualquier propuesta de felicidad que tengan.

Luis Eduardo Guillen Montenegro

La presente tesis se la dedico en primer lugar a Dios. Ya que con su bendición pude culminar con mis estudios y cumplir una etapa más de mi vida. A pesar de los obstáculos que se presentaron, Dios siempre me brindo salud y fortaleza para sobresalir en cada día.

En segundo lugar a mis padres, que con mucha dedicación y sacrificio siempre me apoyaron en cada decisión durante toda mi vida. Gracias a ellos puedo logro mi meta de ser un profesional. Gracias por ser los mejores padres y enseñarme a luchar en la vida, son los mejores padres que Dios me pudo haber bendecido.

A mi segunda madre que siempre estuvo apoyándome de manera incondicional. Estoy muy agradecido con Dios por permitir que ella fuera parte de mi formación, siempre la considero como mi madre. Gracias por todo.

A mi apreciada familia por sus buenos deseos que tienen hacía mi persona, también gracias a mis dos amigas Débora Romero y Ana Pauta por brindarme su apoyo cuando más lo necesitaba.

Finalmente a todo y cada una de las personas que han sido parte de mi formación durante todos estos años.

Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca

Agradecimientos

Agradezco a nuestros profesores de últimos ciclos por impregnar su esencia en clases, colaborar con su pensamiento crítico sobre lo que representamos y que responsabilidad tenemos para con la sociedad y el planeta. Además de concedernos su tiempo como emblema de progreso para crecer como seres conscientes.

A nuestro director de tesis por apoyarnos hasta la etapa final de nuestro trabajo.

A mi amigo Wilson que supo promover nuestro trabajo con su espíritu y confianza.

Luis Eduardo Guillen Montenegro

Primero a nuestro Dios por haberme bendecido con salud, sabiduría y fortaleza para poder cumplir mis sueños sin desfallecer, a pesar de todas las pruebas y dificultades que he enfrentado durante toda mi vida como estudiante.

A mis padres por haberme formado durante toda mi vida, y brindarme el cariño, apoyo y la motivación a siempre luchar por mis sueños. Por estar pendientes de mí en los momentos más difíciles de mi carrera, y ayudarme a vencer estos obstáculos. Por heredarme el tesoro de la educación, y por el hecho de ser mis padres se merecen mi más sincero agradecimiento y respeto.

A mi segunda madre, la señora Maruja de Maldonado por enseñarme a ser una persona sencilla, orientándome a vivir plenamente, y no rendirme en medio del camino. Gracias por ser parte de mi formación y educación, por impulsarme a cumplir mis metas y ser un hombre de provecho en la sociedad.

A mi director de tesis, Ing. Luis González por guiar nuestro proyecto. Gracias a su conocimiento, asesoría y consejos, nos permitieron desarrollar este trabajo de titulación y por su calidad humana y experiencia como educador. También a mi compañero de tesis Luis Guillen ya que esto fue un trabajo en conjunto.



A mis profesores de la Universidad de Cuenca por transmitirnos sus conocimientos académicos y formarnos como profesionales. Gracias también a mis amigos y compañeros por compartir experiencias durante la formación universitaria.

Así mismo expreso mi agradecimiento a todas las personas que de alguna forma contribuyeron a que haya culminado con mis estudios universitarios.

Wilson Xavier Jaramillo Ayavaca

Capítulo 1

Introducción

La Electrónica de Potencia es la tecnología asociada con la conversión eficiente, control y acondicionamiento de potencia eléctrica (por medios estáticos), desde su forma de entrada disponible hacia la forma eléctrica en la salida. Su objetivo y meta consiste en controlar el flujo de energía desde una fuente eléctrica hacia una carga eléctrica; con altos parámetros de eficiencia, disponibilidad, confiabilidad y que posea un tamaño reducido, que sea liviano y de bajo costo [1].

Dentro de esta tecnología, están asociados convertidores de potencia de diferentes clases:

- Clase 1. Potencia de entrada AC (*Altern Current*), potencia de salida AC, AC/AC.
- Clase 2. Potencia de entrada AC, potencia de salida DC (*Direct Current*), AC/DC.
- Clase 3. Potencia de entrada DC, potencia de salida AC, DC/AC.
- Clase 4. Potencia de entrada DC, potencia de salida DC, DC/DC.

Este trabajo de titulación comprende un convertidor de potencia en serie de la clase 2 con la clase 4 o AC/DC-DC/DC (Figura 1.1).

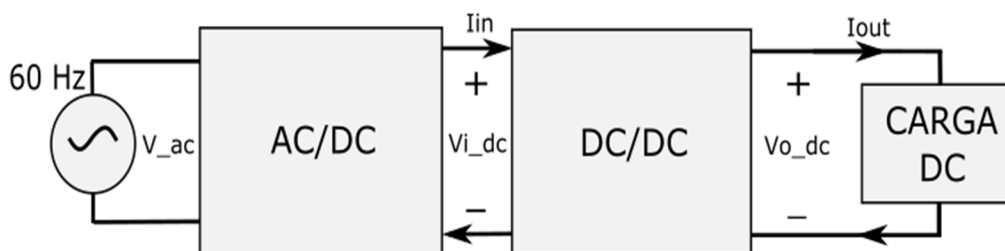


Figura 1.1. Convertidor de potencia utilizado.

El conjunto operativo del convertidor resultante es un circuito con la rectificación controlada de una fuente AC a DC, que sirve como fuente de energía con su valor de voltaje constante, para proveer una salida de voltaje mayor al valor de entrada:

- Voltaje de entrada antes de la rectificación V_{ac}
- Función del convertidor clase 2: V_{ac} a $V_{i_{dc}}$
- Voltaje de entrada luego de la rectificación $V_{i_{dc}}$.
- Voltaje de salida $V_{o_{dc}}$.
- Función del convertidor clase 4: $V_{o_{dc}} > V_{i_{dc}}$.

La impedancia variable que se genera en este circuito debe cambiar rápidamente en la conmutación, para conseguir los parámetros deseados que implica la Electrónica de Potencia.

1.1. Identificación del problema

Estos convertidores son considerados como fuentes de Alimentación Conmutadas o SMPS (*Switching Mode Power Supplies*), las cuales poseen corrientes de entrada con forma de onda no sinusoidal, como pulsos estrechos (Figura 1.2). El resultado es una gran distorsión armónica total o THD (*Total Harmonic Distortion*), observable en la Figura 1.3.

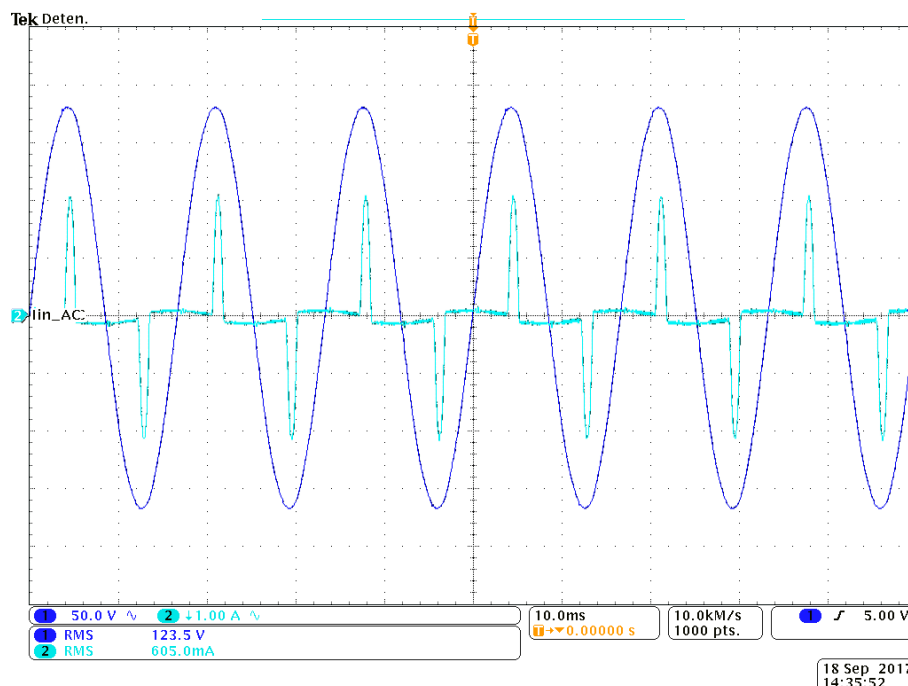


Figura 1.2. Formas de onda de entrada: 1) voltaje, 2) corriente, con el convertidor de Clase 2 o AC/DC.

La THD representa el contenido armónico de orden impar en la corriente (Figura 1.3). Algunos armónicos pueden generar amplitudes semejantes al armónico fundamental de la red eléctrica (60Hz). Además, se suele observar diferencias de fase entre las formas de onda de voltaje y corriente de entrada (conocido como " $\cos(\varphi)$ "). Así, el factor de potencia o PF (*Power Factor*) disminuye y usualmente está en el orden de 0.5 a 0.65 [10], para SMPS con correctores de factor de potencia pasivos. Debido a estos valores, la potencia real entregada a la carga DC (Figura 1.1) y a la red eléctrica es menor; según la Ecuación 1.1:

$$P_{inst} = P(t) = V(t)I(t), P_{prom} = \frac{V_m I_m}{2} \quad (1.1)$$

Además, los factores de potencia por desplazamiento y distorsión son:

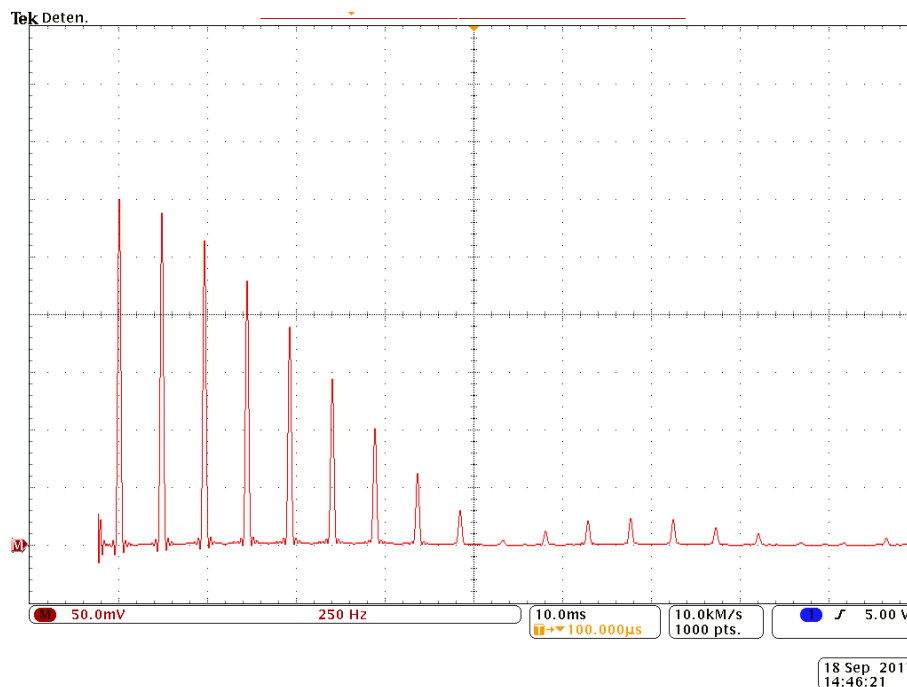


Figura 1.3. Distorsión armónica en la corriente de un convertidor AC/DC típico.

$$PF_{desplazamiento} = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} = \cos(\varphi) \quad (1.2)$$

$$PF_{distorsion} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_x^2}} \quad (1.3)$$

Donde la THD para corriente, se define en la Ecuación 1.4.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{n_{impar}} AmpArmónico_j^2}}{AmpArmónico_1} \quad (1.4)$$

Entonces, el factor de potencia total es:

$$PF = PF_{desplazamiento} \times PF_{distorsión} \quad (1.5)$$

Por ende, se atribuyen distorsiones a la forma de onda de corriente en la red eléctrica, más aún cuando se hace uso de dispositivos SMPS a gran escala.

También, la THD provoca pérdidas por el efecto piel y esfuerzos dieléctricos, reduciendo la vida útil de los conductores y dispositivos que componen el convertidor.

1.2. Formas de corrección del factor de potencia

Para que el factor de potencia se aproxime a la unidad, se pueden utilizar distintas formas:

- a) **PFC Pasivo:** Se utilizan elementos lineales como inductores y capacitores que equilibran la relación entre potencia real y potencia aparente (Ecuación 1.2). Pero constituyen un mayor tamaño físico en aplicaciones de alta potencia.
- b) **PFC Activo:** Se utiliza un regulador programado a una frecuencia de conmutación (f_{sw}) mayor que en la red eléctrica, para forzar a la corriente de entrada a mantenerse en fase con el voltaje de entrada.
- c) **Filtro Activo:** En cuanto a la dinámica del sistema, estos filtros compensan la potencia reactiva y el contenido armónico de voltaje y corriente; adaptándose automáticamente a los cambios en la fuente de alimentación y la carga.

1.3. Propuesta y alcance para un corrector del factor de potencia

En este trabajo se propone una solución de corrección del factor de potencia con un PFC activo y el alcance comprende el diseño y construcción de un prototipo: Convertidor de potencia AC/DC-DC/DC con una corrección del factor de potencia (de distorsión y desplazamiento) mayor al 80%.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

- Diseñar e implementar un convertidor de potencia AC/DC-DC/DC con corrección del factor de potencia.

1.4.2. Objetivos específicos

- Analizar las topologías aplicadas a convertidores de potencia con PFC.
- Seleccionar y analizar los componentes electrónicos del diseño.
- Diseñar y construir un prototipo funcional.
- Diseñar un protocolo de pruebas y fase de pruebas experimentales para verificar la funcionalidad del convertidor.
- Obtener un valor de factor de potencia mayor al 80%, con el convertidor.

Capítulo 2

Análisis y descripción objetiva de la topología AC/DC-DC/DC

2.1. Introducción

La topología a utilizar en este proyecto es una topología *Boost* o elevadora. La idea de selección de topología viene acompañada con los componentes que se requieren en base a la función del circuito y lo que se exige del mismo. Estas características para la selección son desarrolladas en el siguiente Capítulo.

Este Capítulo comprende un breve análisis de topologías de circuitos elevadores o *Boost* (clase 4), la descripción matemática y comportamiento de la topología *Boost* estándar para los diferentes estados de conmutación y modos de conducción del inductor principal.

2.2. Topologías de convertidores AC/DC-DC/DC

Las topologías existentes en [2] son conjuntos de elementos en base a la precisión, sincronización y confiabilidad de operación para elevadores de voltaje. Por ejemplo, la

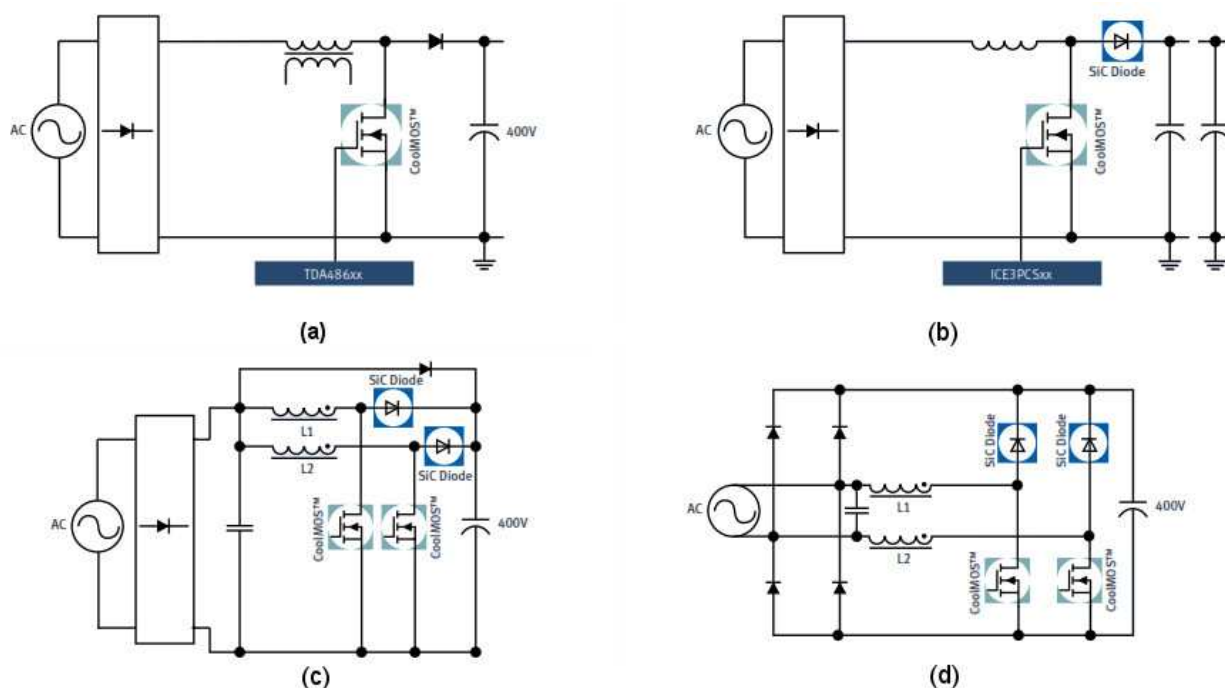


Figura 2.1 Topologías de convertidores AC/DC-DC/DC. (a) PFC DCM estándar, (b) PFC CCM estándar, (c) PFC CCM intercalado, (d) *Boost* dual.

topología en la Figura 2.1a, donde se combina un *CoolMos* con el integrado TDA486xx, y se considera un PFC en modo de conducción discontinua o DCM (*Discontinuous Conduction Mode*). También está el convertidor de la Figura 2.1b, donde el conjunto es un *CoolMOS*, diodo *Boost* SiC (*Silicon Carbide*) y algún integrado de la familia ICEPCSxx, que actúan de forma que la corriente del inductor sea el modo de conducción continúa o CCM (*Continous Conduction Mode*) para aplicaciones superiores a 300W teóricamente.

Las Figuras 2.1c y 2.1d, comprenden topologías que requieren mayores valores de corriente en su carga de salida o bus de continua para un valor de voltaje elevado a 400V típicamente. En estas topologías es necesario un análisis de sincronización de corrientes para evitar pérdidas a gran escala.

2.3. Convertidor de potencia con topología *Boost*

El análisis del convertidor de potencia con topología *Boost*, sigue un principio de elevación de señal DC, en el cual la corriente de salida es mayor al de la entrada o un comportamiento similar con los voltajes; en el caso de elevación de voltaje. La Figura 2.2a presenta el circuito de topología *Boost* y sus estados cuando el dispositivo de conmutación está encendido y apagado (Figura 2.2b y 2.2c).

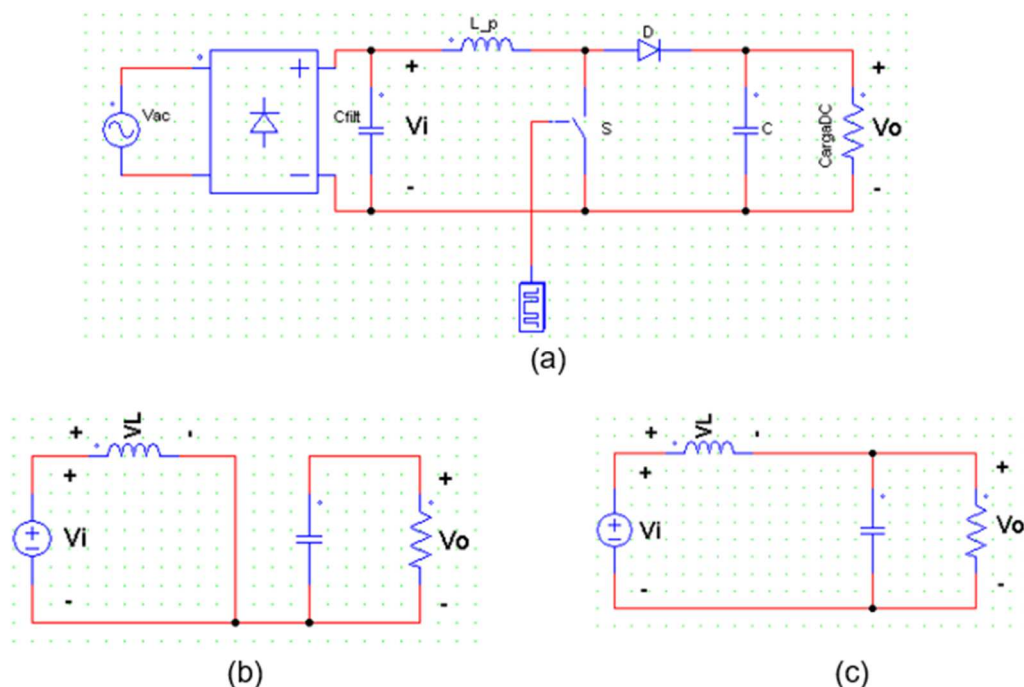


Figura 2.2. Topología de un convertidor *Boost* estándar. (a) Circuito general con el convertidor AC/DC, (b) circuito *Boost* cuando S está cerrado, (c) circuito *Boost* cuando S está abierto.

2.3.1. Modos de conducción

El convertidor puede operar en tres modos de conducción vistos desde la corriente del inductor [3] (Figura 2.3), estos son:

- i) CCM: Modo de Conducción Continua.
- ii) DCM: Modo de Conducción Discontinua.
- iii) CrCM: Modo de Conducción Crítico.

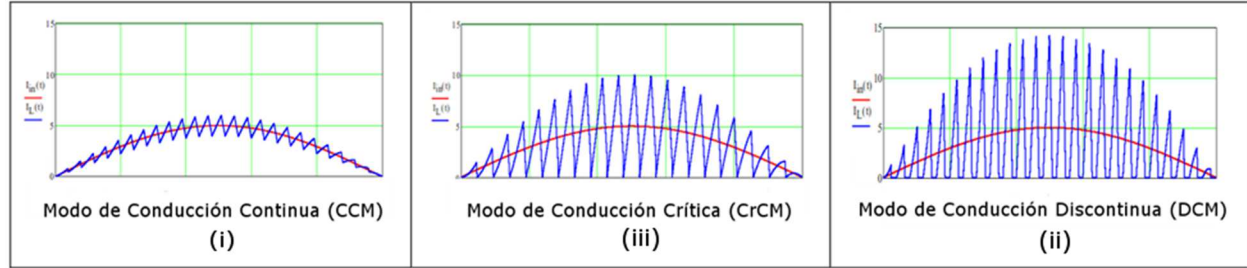


Figura 2.3. Modos de conducción del inductor principal.

2.3.1.1. Modo de conducción continua o CCM

El análisis se realiza para los dos estados del interruptor o conmutador:

Estado S1: S cerrado Figura 2.2b.

El diodo se polariza en inversa, entonces el voltaje de salida del lazo es:

$$V_L = V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} > 0 \quad (2.2)$$

El voltaje del inductor con el estado S1 es positivo y constante, mientras que la corriente tiene una pendiente positiva debido a que el inductor se carga con la fuente de corriente continua.

Estado S2: S abierto Figura 2.2c

Cuando S se abre, el diodo se polariza en directa y conduce la corriente almacenada anteriormente en el inductor; el voltaje en el mismo es un valor constante negativo, según la Ecuación 2.4.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_i - V_o \quad (2.3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} < 0, \text{ debido a } V_o > V_i \quad (2.4)$$

El comportamiento del inductor en voltaje y corriente según el tiempo de encendido o ciclo de trabajo “D” y “1-D” se resumen en la Figura 2.4.

En régimen permanente, el valor medio del voltaje en bornes de la bobina es nulo, por lo que al igualar las áreas A y B de la Figura 2.4 se obtiene:

$$V_i D T_s = -(V_i - V_o)(1 - D) T_s$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.5)$$

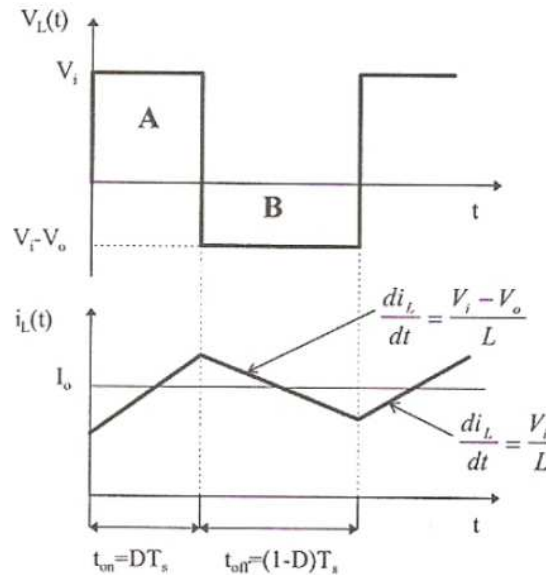


Figura 2.4. Comportamiento del inductor en una topología *Boost* o elevadora de voltaje.

Expresión que define la función de transferencia entre voltaje de entrada y salida del convertidor para un punto de funcionamiento en conducción continua [4], involucrando al ciclo de trabajo.

En la Sección 1.1, se estableció en la Ecuación 1.5 el factor de potencia, que conjuntamente con la medición de eficiencia en la Ecuación 2.6, demuestran un convertidor de potencia confiable (P_i es la potencia de entrada al circuito elevador). El parámetro de eficiencia permite encontrar el porcentaje de potencia de entrada que es disipada en el convertidor de potencia y por ende, la potencia de salida o P_o .

$$P_o = \eta P_i \quad (2.6)$$

Para verificar el comportamiento de las corrientes de entrada y salida en función de la potencia, se establece que:

$$V_o I_o = \eta V_i I_i = \frac{V_i I_o}{1 - D} \quad (2.7)$$

Donde I_o es:

$$I_o = \eta I_i (1 - D)$$

Con el ciclo de trabajo variable y el análisis de corrientes del inductor en la Sección 3.2, la corriente de salida hacia la carga en DC puede tener un rango comprendido por:

$$I_{o_{min}} = \eta I_i (1 - D_{min})$$

$$I_{o_{max}} = \eta I_i (1 - D_{max})$$

En general

$$\forall \eta \in [0,1] \exists I_o \in [I_{o_{min}}, I_{o_{max}}] \text{ que supe a la CargaDC} \quad (2.8)$$

Lo que implica que, dependiendo la eficiencia del circuito en cuestión, la corriente entregada a la carga puede variar entre los límites de la Ecuación 2.8.

Y con la Ecuación 2.5, al igualar las áreas de la Figura 2.4, representa el límite entre CCM y DCM. El valor medio de corriente en la inductancia para permanecer en CCM según [4] es:

$$I_{L_{min}} = \frac{I_{L_{pico}}}{2} = \frac{V_i}{2L} DT_s = \frac{V_o T_s}{2L} D(1 - D) \quad (2.9)$$

El valor de corriente mínimo de salida se determina al igualar las potencias de entrada y salida, suponiendo que la corriente de entrada es la expresión de la Ecuación 2.9:

$$I_{o_{min}} = \eta \frac{V_o T_s}{2L} D(1 - D)^2 \quad (2.10)$$

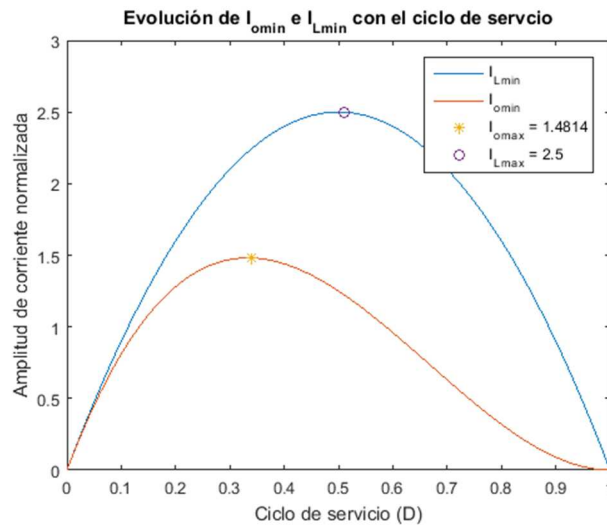


Figura 2.5. Corrientes del inductor y salida en CCM en función de D, L, voltaje y eficiencia, constantes (**e.g.** 400V, 200μH, 100%). Valor máximo normalizado de la corriente del inductor.

Para un valor definido de V_o y η . El comportamiento que representa a las Ecuaciones 2.9 y 2.10, es la Figura 2.5; misma que demuestra que al incrementar el ciclo de

trabajo, la corriente de salida I_o disminuye rápidamente, obteniéndose un amplio margen de corrientes que garantiza la conducción continua [4].

2.3.1.2. Modo de conducción discontinua o DCM

En el caso en que la corriente de carga I_{Omin} , disminuye a un valor menor al de la Figura 2.5, se establece un modo discontinuo en el inductor, para el cual las ondas de voltaje y corriente del inductor se observan en la Figura 2.6 [4].

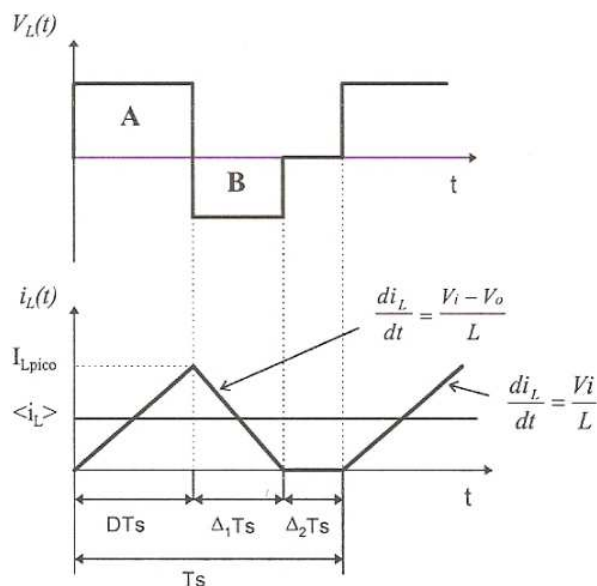


Figura 2.6. Modo de DCM en el inductor principal de la topología *Boost*.

Para el periodo $\Delta_2 T_s$, el inductor ha descargado toda la corriente y el diodo no conduce, lo que deja al capacitor de salida como encargado de suministrar la corriente I_o a la carga. En régimen de estado estacionario, el voltaje medio en los bornes del inductor es nulo. Entonces al igualar las regiones A y B, se obtiene:

$$V_o = V_i \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2.11)$$

Al igualar las potencias de entrada y salida, despreciando las pérdidas se tiene:

$$I_o = \frac{V_i}{V_o} I_i = i_L \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2.12)$$

Donde el valor medio de la corriente en la bobina i_L puede expresarse como la integral bajo las dos rectas de la corriente para el periodo T_s :

$$i_L = \frac{1}{T_s} (0.5 D T_s I_{L,pico} + 0.5 \Delta_1 T_s I_{L,pico})$$

Por lo cual la corriente pico es:

$$I_{L,pico} = \frac{V_i}{L} DT_s$$

El resultado de introducir esta última en la Ecuación 2.12 es:

$$I_o = \frac{V_o T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (2.13)$$

En la práctica, el control de regulación de voltaje se encargará de mantener al voltaje de salida sin importar el régimen de carga. Esta variación se puede observar usando las Ecuaciones 2.11 y 2.13:

$$D^2 = \frac{2I_o L}{V_i T_s D} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) \quad (2.14)$$

Utilizando el valor máximo de la corriente mínima de salida en la Figura 2.5, se tiene que

$$I_{o,min,pmax} = 1.4814 * \frac{200\mu H}{400V * 10\mu s LT_s} \frac{V_o}{LT_s} = 0.0741 \frac{V_o}{LT_s} \quad (2.15)$$

Insertando la Ecuación 2.15 en 2.14, la Ecuación resultante se define por 2.16 y su comportamiento gráfico se presenta en la Figura 2.7.

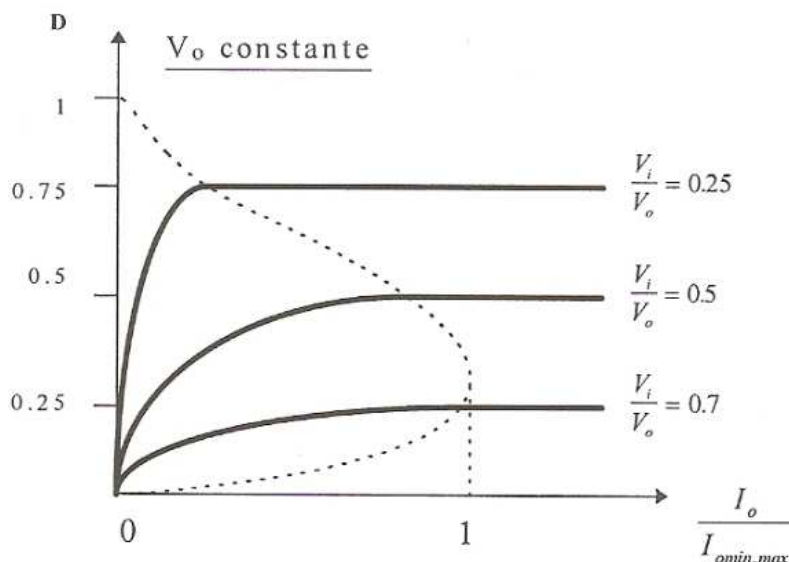


Figura 2.7. Evolución del ciclo de trabajo en función de la carga en regulación.

“En ausencia de regulación en lazo cerrado que mantenga el voltaje de salida constante, el principal inconveniente del funcionamiento en DCM es el riesgo de destrucción del capacitor de salida por sobre voltaje, ya que si en cada periodo de conmutación la carga no absorbe la energía que la bobina ha entregado al capacitor, este se carga indefinidamente” [4].

Elementos parásitos

“Son aquellos relacionados a las pérdidas de cada elemento como la resistencia inherente al inductor, capacitor, dispositivo de conmutación, diodo, entre otros. Al graficar la Ecuación 2.6, se observa que sin las resistencias parásitas que involucran el circuito, el comportamiento del voltaje de salida para ciclos de servicio aproximados a la unidad es creciente exponencial” [4].

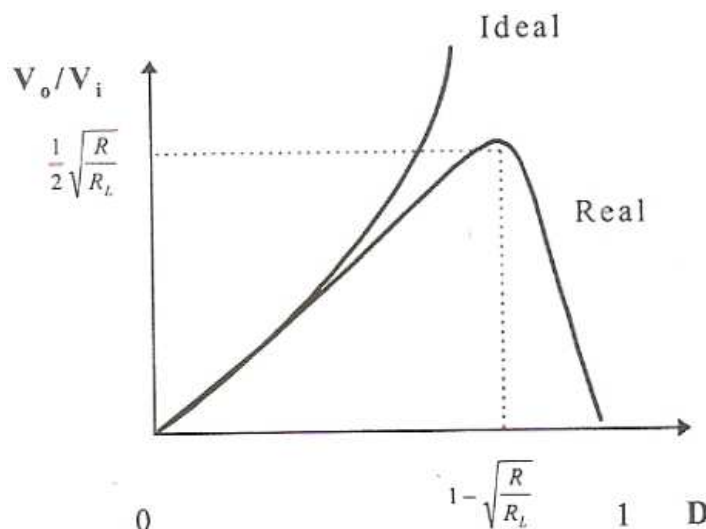


Figura 2.8. Influencia de los elementos parásitos en la función de transferencia del convertidor *Boost*.

2.3.1.3. Modo de conducción crítica o CrCM

Este modo es un intermedio entre los modos CCM y DCM. La corriente del inductor (o corriente pico) suele ser el doble al valor promedio, lo cual incrementa la corriente RMS del dispositivo de conmutación y su efecto transitorio de apagado. Pero como en cada ciclo de conmutación la corriente inicia desde cero y usualmente operando en ZVS (*Zero Voltage Switching*) [28], las pérdidas por encendido son eliminadas. Además, si el diodo *Boost* se apaga cuando su corriente es cero, las pérdidas por ruido y recuperación inversa son eliminadas. Esto representa una ventaja del modo CrCM [3].

Capítulo 3

Diseño teórico y simulación del convertidor de potencia AC/DC-DC/DC

3.1. Introducción

En el análisis de las diferentes topologías de convertidores de potencia del Capítulo 2, se determina que la topología *Boost* estándar es la indicada para demostrar los principios y funcionalidades de un corrector de factor de potencia (PFC). La ventaja de esta topología es que la corriente tiene una tasa de variación pequeña, haciéndola actuar como una forma de onda continua. Esto se debe a la ubicación del inductor principal en el circuito. Este diseño se denomina *Boost-PFC*, nombre al que se dirige el convertidor de potencia AC/DC-DC/DC, en este y los siguientes capítulos.

Este Capítulo describe el diseño teórico de un convertidor *Boost-PFC*. En los siguientes puntos se realizan los cálculos de cada uno de los elementos del convertidor de potencia (Figura 3.1), PCB-3D, los resultados de una simulación realizada en *Power Electronics Simulation* o PSIM® [5], utilizando los conceptos más relevantes del PFC [6], para verificar los resultados teóricos de este Capítulo (Tabla 3.1), con los resultados por pruebas experimentales del Capítulo 4.

| | |
|----------------------------------|-------------|
| Voltaje de entrada | 110-230 Vac |
| Voltaje de salida | 380 Vdc |
| Potencia máxima nominal | 1200 W |
| Frecuencia de conmutación | 100 KHz |
| Rizado de corriente del inductor | 25 % |
| Rizado de voltaje de salida | 10 Vp-p |
| Tiempo de espera | 16,66 ms |
| Voltaje de salida mínimo | 340 Vdc |
| Eficiencia | 95 % |

Tabla 3.1. Parámetros de entrada y salida para la etapa de potencia.

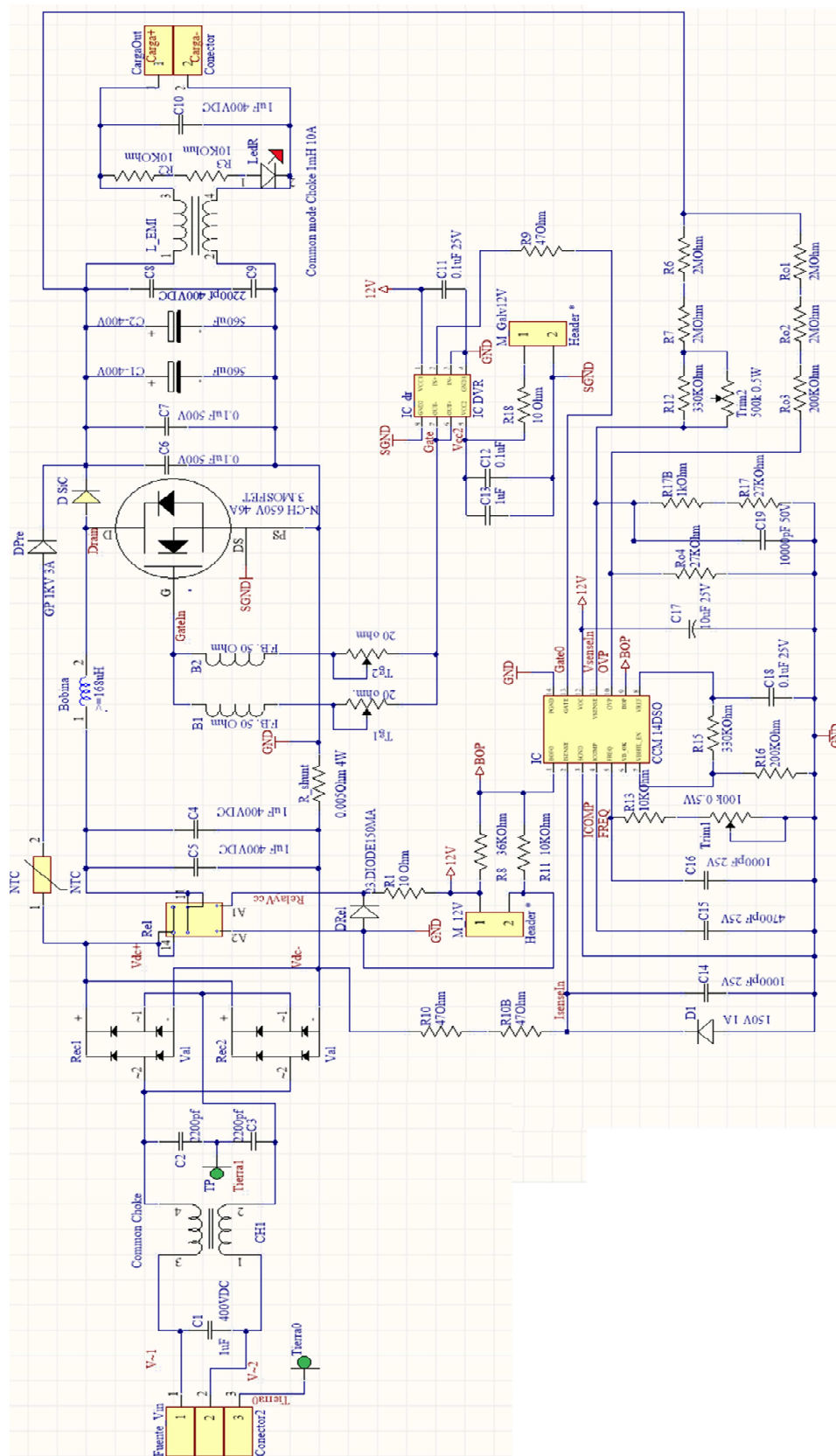


Figura 3.1. Esquema completo de un convertidor de potencia *Boost*.

3.2. Diseño teórico del circuito *Boost*-PFC

En el proceso de diseño teórico de un convertidor *Boost*-PFC, se utilizan las variables de la Tabla 3.1. Estos valores son los parámetros principales para realizar los cálculos del convertidor, tales como los valores de voltaje de entrada y salida del convertidor, potencia nominal de salida, rizados de corriente, frecuencia de conmutación y eficiencia (Figura 3.2) [3].

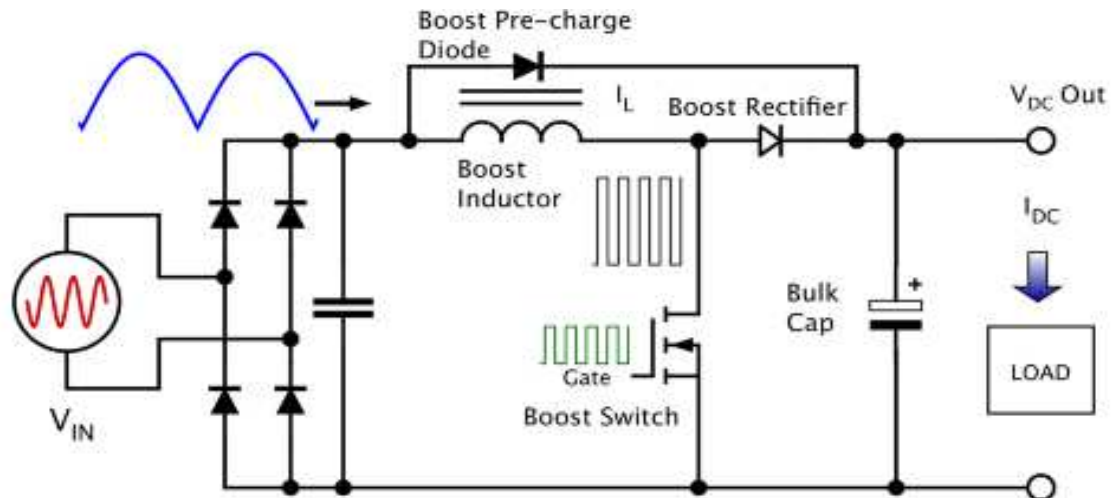


Figura 3.2. Esquema simplificado de un convertidor de potencia *Boost* [3].

3.2.1. Cálculo y pérdidas del inductor

“Los inductores son componentes pasivos formados por el núcleo magnético y un hilo de cobre esmaltado enrollado a su alrededor en forma de espiras, las cuales generan un flujo magnético que mayoritariamente circula alrededor del núcleo. Esta magnitud física relacionada es la inductancia, que se expresa en Henrios (H). Los inductores son los componentes con menos exactitud, ya que son fabricados manualmente. Del mismo modo, existen medidores de inductancias que permiten obtener buenas aproximaciones” [7].

En la etapa de diseño del inductor, se conoce que un valor de inductancia elevada reduce los niveles de rizado de la corriente y el estrés en los dispositivos, pero como consecuencia, las dimensiones físicas del inductor son mayores y el espacio que necesita en una placa electrónica es significativo. Al contrario, con un valor de inductancia menor, los rizados de corriente incrementan y el espacio que requiere en la placa electrónica es menor. Los cálculos para el diseño del inductor se presentan a continuación [10]:

El periodo de operación del voltaje AC mínimo (110V) está definido por la Ecuación 3.1 [8].

$$T = \frac{1}{F} \quad (1.1)$$

Donde la frecuencia de la red eléctrica es 60Hz, así:

$$T = 16.66 \text{ ms}$$

La corriente de salida está definida por la Ecuación 3.2.

$$I_{out_DC} = \frac{P_{out}}{V_{out_DC}} \quad (3.2)$$

Donde la potencia de salida es 1200W y el voltaje de entrada en AC es 110 V_{ac} , por lo tanto, la corriente de salida es:

$$I_{out_DC} = 3,1578 \text{ A}$$

Se puede determinar la potencia de entrada con la Ecuación 3.3, en función de la eficiencia:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{n} \quad (3.3)$$

Para el diseño del convertidor *Boost* se define una eficiencia del 95%, entonces su potencia de entrada es:

$$P_{in} = 1237.1134 \text{ W}$$

Para determinar el ciclo de trabajo máximo y mínimo se utiliza la Ecuación 3.4 y 3.5.

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{acmin}}{V_{out}} \quad (3.4)$$

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{acmax}}{V_{out}} \quad (3.5)$$

Donde el voltaje de entrada AC máximo es 230V. Por lo tanto, los ciclos de trabajo mínimo y máximo son:

$$D_{max} = 0,7105, \quad D_{min} = 0,3947$$

La corriente *RMS* del inductor, con una entrada de voltaje AC mínimo está definida por la Ecuación 3.6.

$$I_{avg} = I_{out} * \left(\frac{1}{1 - D_{max}} \right) \quad (3.6)$$

Reemplazando la Ecuación 3.4 en la Ecuación 3.6, se determina que la corriente promedio es:

$$I_{avg} = 10,9077 \text{ A}$$

La corriente RMS del inductor para una entrada de voltaje AC máxima está definida por la Ecuación 3.7.

$$I_{avg} = I_{out} * \left(\frac{1}{1 - D_{min}} \right) \quad (3.7)$$

Reemplazando el ciclo de trabajo mínimo de la Ecuación 3.5, se determina que la corriente promedio es:

$$I_{avg} = 5,2169 \text{ A}$$

La ondulación de la corriente RMS está en función de ΔI , donde ΔI está definida por la Ecuación 3.8.

$$\Delta I = I_{out} * (0,25) * 2 \quad (3.8)$$

Al reemplazar la corriente de salida de la Ecuación 3.2, se determina que ΔI es:

$$\Delta I = 1,5789 \text{ A}$$

La corriente RMS mínima y máxima está determinada por la Ecuación 3.9 y 3.10.

$$I_{min} = I_{avg} - \Delta I \quad (3.9)$$

$$I_{max} = I_{avg} + \Delta I \quad (3.10)$$

Reemplazando la corriente promedio, se tiene:

$$I_{min} = 9,3288 \text{ A}$$

$$I_{max} = 12,4866 \text{ A}$$

En la Figura 3.3, se presenta la forma de onda de la corriente RMS del inductor.

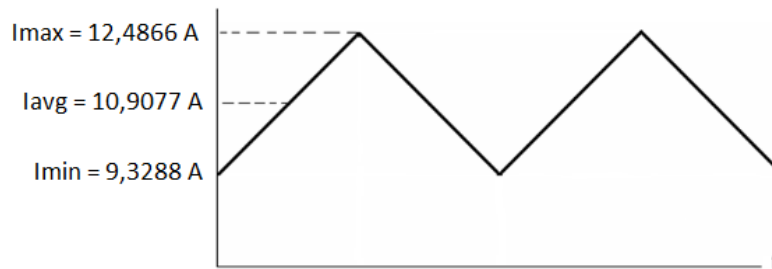


Figura 3.3. Ondulación de la corriente RMS del inductor.

El valor de inductancia de la Ecuación 3.11, está definida de forma que el inductor diseñado, pueda operar con grandes rizados de corriente [3].

$$L = \frac{1}{\%Ripple} * \frac{(V_{acmin})^2}{P_{out}} * \left(1 - \frac{\sqrt{2} * V_{acmin}}{V_{out}} \right) * \frac{1}{F_{sw}} \quad (3.11)$$

Donde el porcentaje de rizado ($\%Ripple$) es de 25%, la frecuencia de conmutación (F_{sw}) es de 100KHz, entonces el valor de inductancia es:

$$L = 253,2282 \mu H$$

La corriente máxima en el inductor se determina con la Ecuación 3.12.

$$IL_{max} = \frac{\sqrt{2} * P_{out}}{V_{acmin}} * \left(1 + \frac{\%Ripple}{2}\right) \quad (3.12)$$

Al reemplazar la potencia de salida, el porcentaje de rizado y el voltaje de entrada AC mínimo presentados en la Tabla 1, el resultado de la Ecuación 3.12 es:

$$IL_{max} = 17,3562 A$$

El valor de corriente de saturación del inductor tiene que ser mayor a 17,3562 A. El modelo de núcleo que requiere el inductor está definido en la Ecuación 3.13 [12].

$$Model Core = L(mH) * (Imax_{rms})^2 \quad (3.13)$$

Con el valor de inductancia en "mH". Al reemplazar los valores obtenidos en los resultados de las Ecuaciones 3.10 y 3.11, se aproxima un LI^2 de 40.

La Figura 3.4, presenta los pasos para la selección del modelo de núcleo requerido, según un LI^2 de 40 [12]:

1. Se determina en el eje horizontal el valor de LI^2 calculado.
2. Se halla el punto de intersección con la línea diagonal.
3. Se halla la intersección en el eje vertical y se identifica el modelo del núcleo.

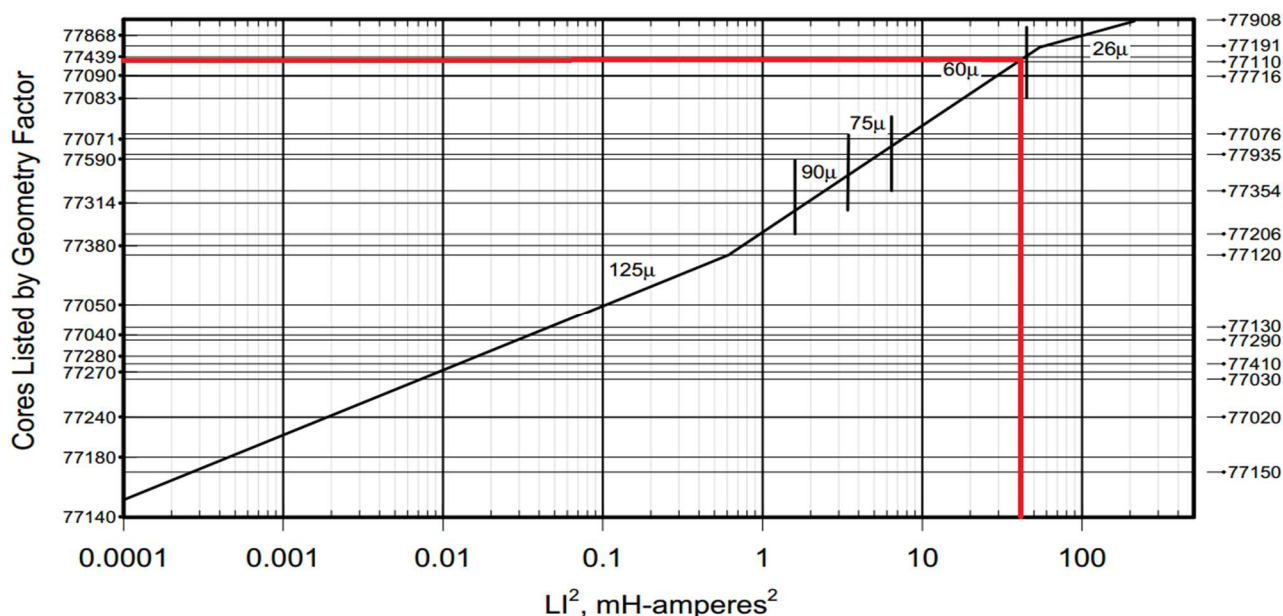


Figura 3.4. Relación entre LI^2 y el factor de geometría para la selección de núcleos.

Se determina que el modelo de núcleo requerido es el "77090", cuyas características principales son [13]:

- Factor de inductancia: $Al = 86 \pm 8 \% nH$

- Dimensiones del núcleo (Figura 3.5): $A = 46.7 \text{ mm}$, $B = 28.7 \text{ mm}$, $C = 15.2 \text{ mm}$
- Sección transversal de núcleo: $A_e = 134 \text{ mm}^2$

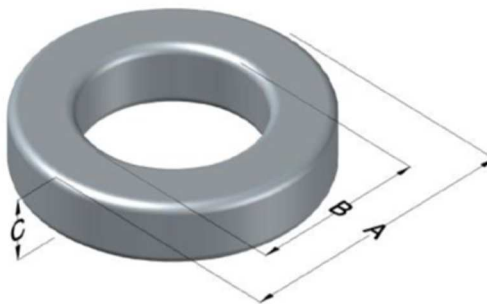


Figura 3.5. Representación de la forma y dimensiones del núcleo 77090.

La Ecuación 3.14, presenta el cálculo del número de las vueltas necesarias para que el inductor construido posea teóricamente los valores calculados en las Ecuaciones 3.6-3.11 [12].

$$N = \sqrt{\frac{L(uH) * 10^3}{Al_{min}}} \quad (3.14)$$

Donde el valor del factor de inductancia (Al_{min}) del núcleo, se extrae de sus especificaciones técnicas con una tolerancia del “-8%”. Así, el número de vueltas es:

$$N = 56,57 \approx 60 \text{ vueltas}$$

Aproximadamente, se requieren 60 vueltas en el núcleo para obtener el valor de inductancia deseada. Este caso es cuando la salida del convertidor entrega potencias muy pequeñas. Para un completo rango de potencia hasta potencia nominal, se duplica la inductancia en la Ecuación 3.14. Con lo que el nuevo número de vueltas es:

$$N = 80,005 \approx 80 \text{ vueltas}$$

Se refuerza el inductor con dos núcleos “77090” en paralelo (Figura 3.8), para duplicar el valor del factor de inductancia. Entonces el valor real de la inductancia se da en la Ecuación 3.15.

$$L = \frac{2 * N^2 Al}{10^3} \quad (3.15)$$

Donde Al es el factor de inductancia del núcleo. Una vez reemplazados los valores, el valor de la nueva inductancia con doble núcleo es:

$$L = 1012,736 \text{ uH}$$

En la Figura 3.5, se elige el número de cable AWG en base al número de vueltas y la sección transversal del núcleo, con los siguientes pasos [14]:

1. Se determina el número de vueltas que requiere el inductor en el eje vertical.

2. Se halla la intersección con la línea que marca 131, que es el valor más cercano a la sección transversal del núcleo 77090 ($A_e = 134 \text{ mm}^2$).
3. Se halla la intersección con el eje horizontal.

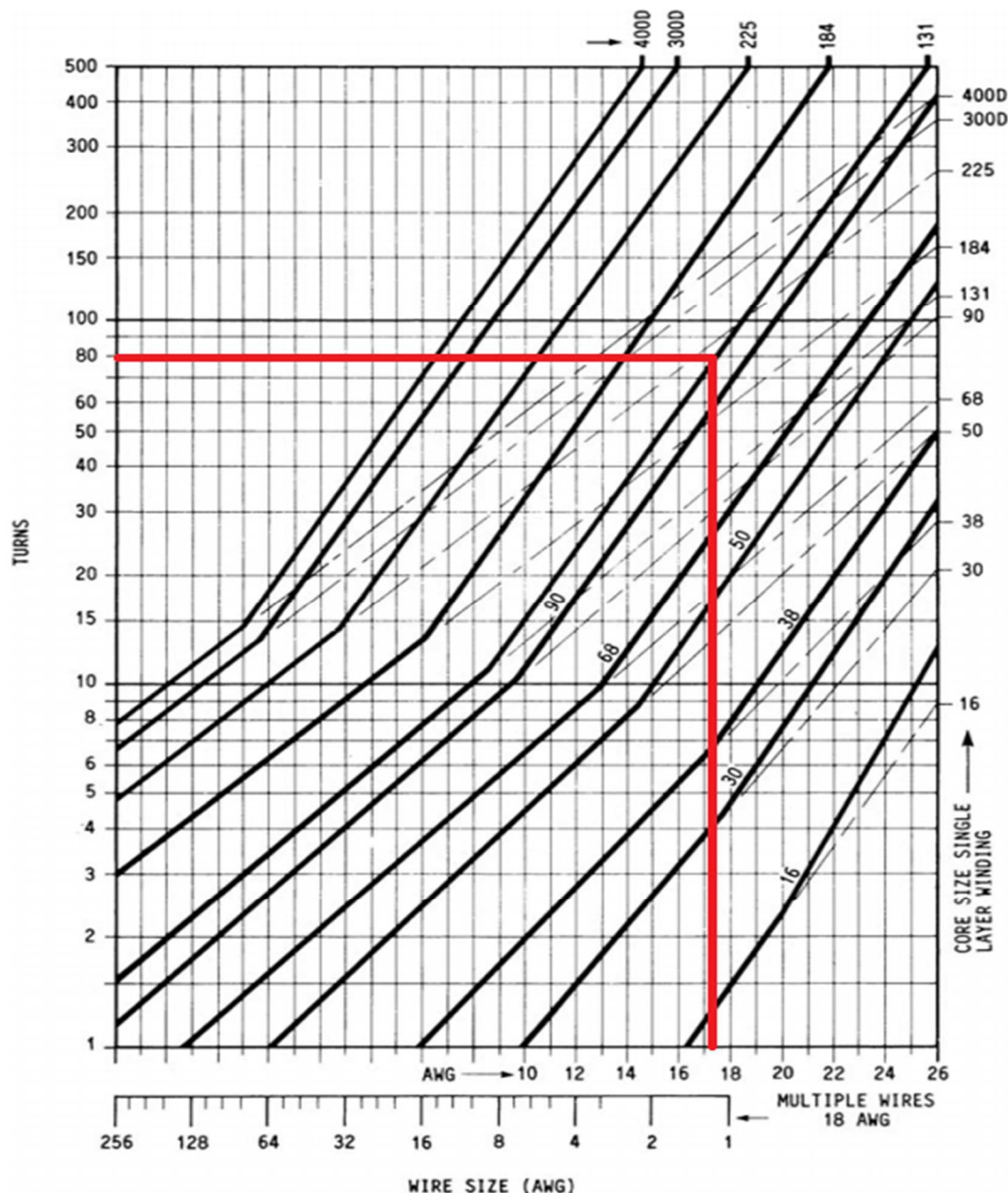


Figura 3.6. Relación entre el número de vueltas y la sección transversal del núcleo para la selección del tipo de cable AWG.

Según la Figura 3.6, el inductor se diseña con el cable AWG #17. Con esta información se encuentra la resistencia equivalente que tiene la inductancia con las 80 vueltas y doble núcleo. En la Figura 3.7 están las especificaciones técnicas de los diferentes tipos de cable AWG [11].

| Calibre AWG | Diámetro del Conductor (Pulgadas) | Diámetro del Conductor [mm] | Área [mm ²] | Ohms por km | Máxima corriente para cableado a chasis | Máxima corriente para transmisión de potencia [A] | Máxima frecuencia para una penetración del 100% del efecto skin para conductor sólido de cobre |
|----------------|--|-----------------------------------|----------------------------|-------------|--|---|--|
| OOOO | 0,46000 | 11,68400 | 107,21930 | 0,160720 | 380,00 | 302,0000 | 125 Hz |
| OOO | 0,40960 | 10,40384 | 85,01141 | 0,202704 | 328,00 | 239,0000 | 160 Hz |
| OO | 0,36480 | 9,26592 | 67,43214 | 0,255512 | 283,00 | 190,0000 | 200 Hz |
| 0 | 0,32490 | 8,25246 | 53,48805 | 0,322424 | 245,00 | 150,0000 | 250 Hz |
| 1 | 0,28930 | 7,34822 | 42,40862 | 0,406392 | 211,00 | 119,0000 | 325 Hz |
| 2 | 0,25760 | 6,54304 | 33,62397 | 0,512664 | 181,00 | 94,0000 | 410 Hz |
| 3 | 0,22940 | 5,82676 | 26,66516 | 0,646160 | 158,00 | 75,0000 | 500 Hz |
| 4 | 0,20430 | 5,18922 | 21,14921 | 0,815080 | 135,00 | 60,0000 | 650 Hz |
| 5 | 0,18190 | 4,62026 | 16,76574 | 1,027624 | 118,00 | 47,0000 | 810 Hz |
| 6 | 0,16200 | 4,11480 | 13,29803 | 1,295928 | 101,00 | 37,0000 | 1100 Hz |
| 7 | 0,14430 | 3,66522 | 10,55091 | 1,634096 | 89,00 | 30,0000 | 1300 Hz |
| 8 | 0,12850 | 3,26390 | 8,36688 | 2,060496 | 73,00 | 24,0000 | 1650 Hz |
| 9 | 0,11440 | 2,90576 | 6,63146 | 2,598088 | 64,00 | 19,0000 | 2050 Hz |
| 10 | 0,10190 | 2,58826 | 5,26145 | 3,276392 | 55,00 | 15,0000 | 2600 Hz |
| 11 | 0,09070 | 2,30378 | 4,16842 | 4,132800 | 47,00 | 12,0000 | 3200 Hz |
| 12 | 0,08080 | 2,05232 | 3,30811 | 5,208640 | 41,00 | 9,3000 | 4150 Hz |
| 13 | 0,07200 | 1,82880 | 2,62677 | 6,569840 | 35,00 | 7,4000 | 5300 Hz |
| 14 | 0,06410 | 1,62814 | 2,08196 | 8,282000 | 32,00 | 5,9000 | 6700 Hz |
| 15 | 0,05710 | 1,45034 | 1,65207 | 10,443520 | 28,00 | 4,7000 | 8250 Hz |
| 16 | 0,05080 | 1,29032 | 1,30763 | 13,172480 | 22,00 | 3,7000 | 11 KHz |
| 17 | 0,04530 | 1,15062 | 1,03981 | 16,609920 | 19,00 | 2,9000 | 13 KHz |
| 18 | 0,04030 | 1,02362 | 0,82294 | 20,942800 | 16,00 | 2,3000 | 17 KHz |
| 19 | 0,03590 | 0,91186 | 0,65305 | 26,407280 | 14,00 | 1,8000 | 21 KHz |

Figura 3.7. Especificaciones técnicas de los cables AWG.

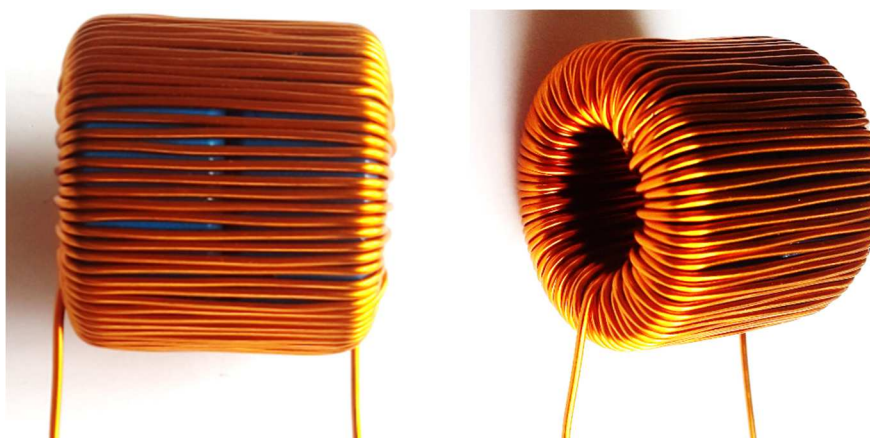


Figura 3.8. Inductancia con doble núcleo.

La longitud promedio por vuelta del inductor está definida por la Ecuación 3.16.

$$MLT = 2 * (A - B) + 4 * C \quad (3.16)$$

Donde A, B y C, son las dimensiones del núcleo 77090 (Figura 3.5). Utilizando sus características geométricas, se obtiene la longitud promedio por vuelta:

$$MLT = 96,8 \text{ mm} = 0,0968 \text{ m}$$

La resistencia total del inductor está definida por la Ecuación 3.17.

$$\text{Resistencia del Inductor} = \frac{MLT(m) * N * (ohms/Km)}{1000} \quad (3.17)$$

La Figura 3.7, muestra que la resistencia por kilómetro con el cable AWG 17, es $16,60 \Omega/Km$. Reemplazando este valor en la Ecuación 3.17, se determina que la resistencia del inductor o DCR (DC Resistance) es:

$$DCR = 128,62 \text{ m}\Omega$$

La pérdida por conducción del inductor a potencia nominal está expresada por la Ecuación 3.18 [3].

$$PL_{cond} = (IL_{rms})^2 * DCR \quad (3.18)$$

Con el valor DCR obtenido, las pérdidas por conducción del inductor a potencia nominal son:

$$PL_{cond} = 15,207 \text{ W}$$

Para determinar las pérdidas del núcleo se calcula el flujo magnético mínimo y máximo ajustado al tipo de material magnético del núcleo 77090, utilizando los valores de la corriente mínima, corriente máxima y la fuerza magnética máxima del inductor.

Con el valor de la corriente máxima del inductor se calcula la fuerza magnética máxima, que está definida por la Ecuación 3.19 [3].

$$H_{max} = \frac{0,4 * \pi * N * IL_{max}}{Le \text{ (cm)}} \quad (3.19)$$

Para una longitud de trayectoria del núcleo (Le) de 116 mm , la fuerza magnética máxima es:

$$H_{max} = 150.36 \text{ Oersteds}$$

La fuerza magnética mínima se muestra en la Ecuación 3.20 y la corriente mínima del inductor para una entrada de voltaje AC mínimo en la Ecuación 3.21.

$$H_{min} = \frac{0,4 * \pi * N * IL_{min}}{Le \text{ (cm)}} \quad (3.20)$$

$$IL_{min} = \frac{P_o * \sqrt{2}}{Vac_{min}} \left(1 - \frac{\%Ripple}{2} \right) \quad (3.21)$$

Con los valores predeterminados, el valor de la Ecuación 3.21 es:

$$IL_{min} = 13,499 A$$

Reemplazando este resultado en la Ecuación 3.20, se determina la fuerza magnética mínima:

$$H_{min} = 116.98 Oersteds$$

Se considera una densidad de flujo magnético en el diseño de un inductor de 0.25, según experimentos realizados en laboratorios [15].

$$\Delta B = 0,25$$

La Ecuación 3.22, permite calcular la máxima pérdida del núcleo con un ciclo de trabajo máximo [3].

$$P_{core.pk} = \Delta B^2 * \left(\frac{F_{sw}}{10^3}\right)^{1.46} * V_e * 10^{-6} \quad (3.22)$$

Donde V_e es el volumen del núcleo ($15600 mm^3$) y ΔB es la densidad de flujo. Insertando estos valores en la Ecuación 3.22, se tiene la pérdida final del núcleo:

$$P_{core.pk} = 0,8109 W$$

3.2.2. Cálculo y pérdidas del puente rectificador

Para identificar un puente rectificador para el convertidor AC/DC según los requerimientos necesarios, se recomienda utilizar un elemento con una corriente nominal mayor a la deseada.

El uso de dos puentes en paralelo, permiten distribuir las corrientes y temperaturas del convertidor uniformemente, a medida que la potencia incrementa.

La corriente total pérdida en el puente rectificador se calcula usando la corriente promedio de entrada, que fluye a través de dos diodos de los puentes, cómo se describe en la Ecuación 3.23 [3].

$$I_{average} = \frac{2}{\pi} * \frac{\sqrt{2} * P_{out}}{V_{acmin}} \quad (3.23)$$

Donde P_{out} es la potencia nominal de salida. La corriente que consume el puente rectificador es:

$$I_{average} = 9,821 A$$

En base a la corriente promedio determinada por la Ecuación 3.23, se elige un rectificador de la marca Vishay Semiconductor GSIB2560 mostrado en la Figura 3.9.

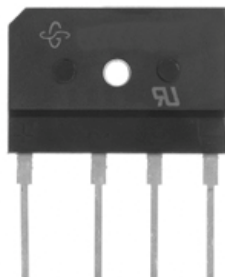


Figura 3.9. Rectificador monofásico $I_{max} = 25Amp$.

La potencia consumida en los dos puentes rectificadores está definida en la Ecuación 3.24. Según las especificaciones técnicas del puente rectificador, el voltaje directo de los diodos es $V_f = 1V$, por lo que [18]:

$$P_{bridge} = 2 * I_{average} * V_{f.bridge} \quad (3.24)$$

$$P_{bridge} = 19,642 W$$

3.2.3. Cálculo y pérdidas del Mosfet

Para un análisis y selección de *Mosfet*, se consideran varios factores que garanticen una conversión y conmutación eficiente. Entre ellos están:

- Un tiempo transitorio de conmutación de encendido y apagado rápido.
- Un valor de carga de conmutación reducida, para minimizar las pérdidas de conmutación.
- Resistencia de encendido reducida, para minimizar las pérdidas por conducción.
- Un valor de resistencia térmica R_{thJC} (resistencia de thevenin en la juntura) pequeña.
- Capacidad de grandes flujos o densidades de voltaje y corriente.
- Resistente a picos de encendido en los voltajes de compuerta-fuente o *drain-source*.

En la categoría de Mosfets de alto voltaje, existen varias tecnologías en la serie ColMOS *Infineon* (Figura 3.10), como la CP, C6 y C7, que poseen varias características para un convertidor eficiente [3].

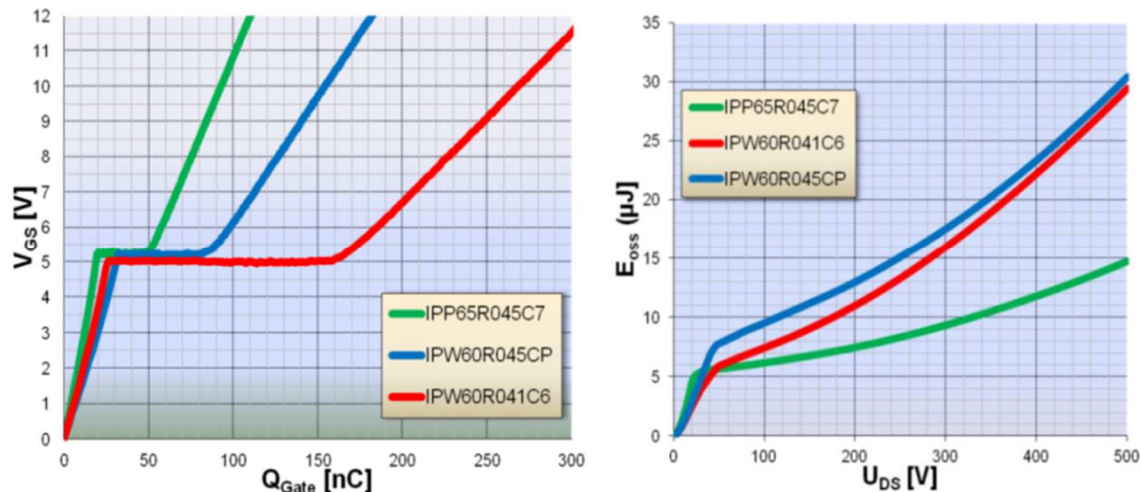


Figura 3.10. Comparación entre la carga de la compuerta y E_{oss} para 41-45 mΩ CoolMOS C6, CP, C7.

Por ejemplo, La serie C7 requiere un diseño de PCB (*Printed Circuit Board*) muy cuidadoso, en términos de conducción de corriente a diferencia de las series C6 y CP. Los costos de *Mosfet* en las series CP y C6, ofrecen una ventaja en comparación a la serie C7, pero esta última posee mejores características de diseño y permite flexibilidad para algunos factores como el flujo de corrientes y voltaje, que, con una forma equilibrada de diseño, permite proteger al convertidor.

Es necesario obtener la resistencia de encendido del *Mosfet*, utilizando los gráficos de selección “CoolMOS”, optimizados a carga completa (Figura 3.11). Se consideran los siguientes pasos:

1. Se identifica la curva con la frecuencia de conmutación de 100 KHz (curva azul).
2. Se marca el valor de potencia nominal (1200W) en el eje (x).
3. Se identifica la inter entre las líneas de 1200W y 100 KHz. Desde el punto de intersección se marca al lado izquierdo el valor de resistencia que es 0.055 Ω. Este valor indica una selección de la serie C7 (045C7).
4. Se identifica la intersección entre la línea de 1200W y la línea discontinua de 100 KHz.
5. Se marca al lado derecho y se observa que a potencia nominal y voltaje AC de 115V_{ac} en la entrada, existe una pérdida máxima total de 13.9 W, por parte del *Mosfet* 045C7 [3].

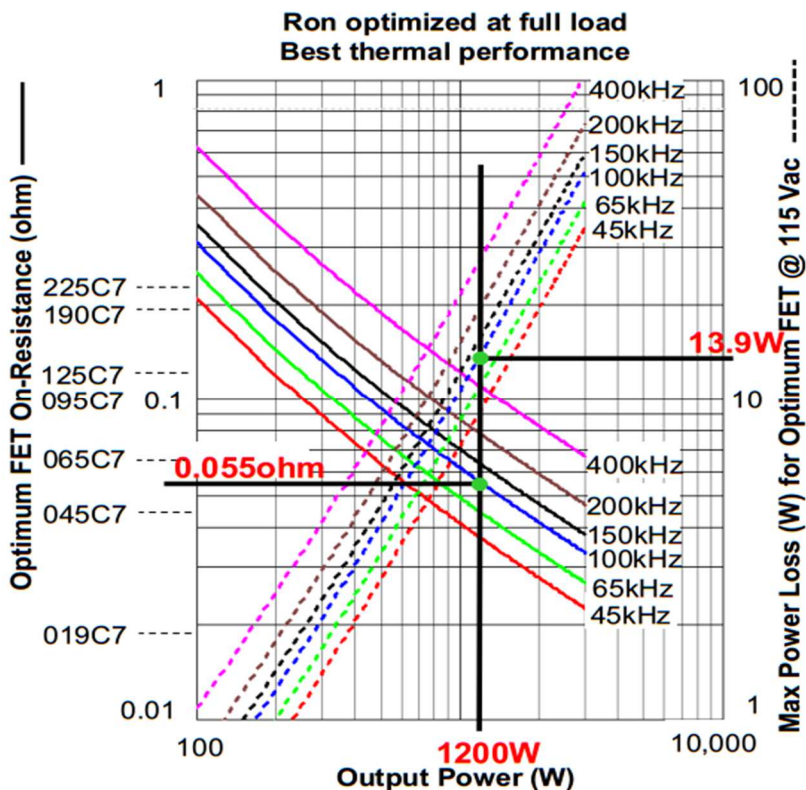


Figura 3.11. Relación entre la potencia nominal y frecuencia de conmutación para hallar el valor de resistencia de la serie C7.

Según los pasos anteriores, se determina que el *Mosfet-IPW65R045C7* con una resistencia de encendido de $45m\Omega$, es el dispositivo de conmutación seleccionado para el convertidor de potencia *Boost-PFC*. Para calcular las diferentes pérdidas de potencia, se considera el peor de los casos: potencia nominal y una entrada de voltaje AC mínimo. La corriente *RMS* del *Mosfet* está definida por la Ecuación 3.25 [3].

$$I_{s.rms} = \frac{P_o}{V_{ac.min}} * \sqrt{1 - \frac{8 * \sqrt{2} * V_{ac.min}}{3 * \pi * V_o}} \quad (3.25)$$

Reemplazando los valores de la Tabla 3.1, resulta una corriente *RMS* de:

$$I_{s.rms} = 8,8121 A$$

Para determinar la pérdida de potencia por conducción, se determina el valor de la resistencia en base a la temperatura de la Figura 3.12. Esta indica que:

$$R_{DS}(25^{\circ}C) = 0,045\Omega$$

Entonces se considera:

$$R_{DS}(100^{\circ}C) = 1.8 * R_{DS}(25^{\circ}C) \quad (3.26)$$

Las pérdidas por conducción del *Mosfet* se calculan con la Ecuación (3.27).

$$P_{s.cond} = (I_{s.rms})^2 * R_{on}(100^\circ C) \quad (3.27)$$

Donde $R_{on}(100^\circ C)$ según la Ecuación 3.26 es igual $0.045\Omega * 1.8$. Por lo tanto, la pérdida de potencia del *Mosfet* por conducción es:

$$P_{s.cond} = 6,2899 W$$

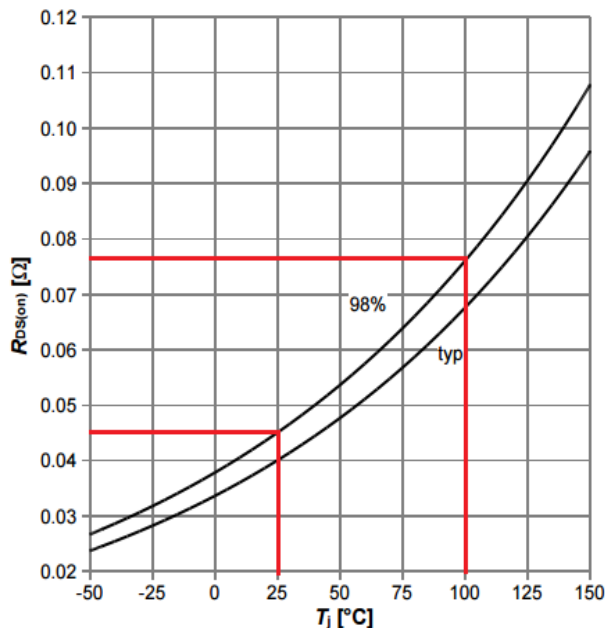


Figura 3.12. Resistencia en estado drenaje-fuente.

Para el cálculo de la pérdida de potencia por conmutación, se considera el valor de la corriente promedio de entrada, para estimar las pérdidas del valor de voltaje AC mínimo. Para ello se considera el área triangular representada en la Figura 3.13, entre el voltaje y la corriente, que deja el tiempo de conmutación de encendido y apagado [3].

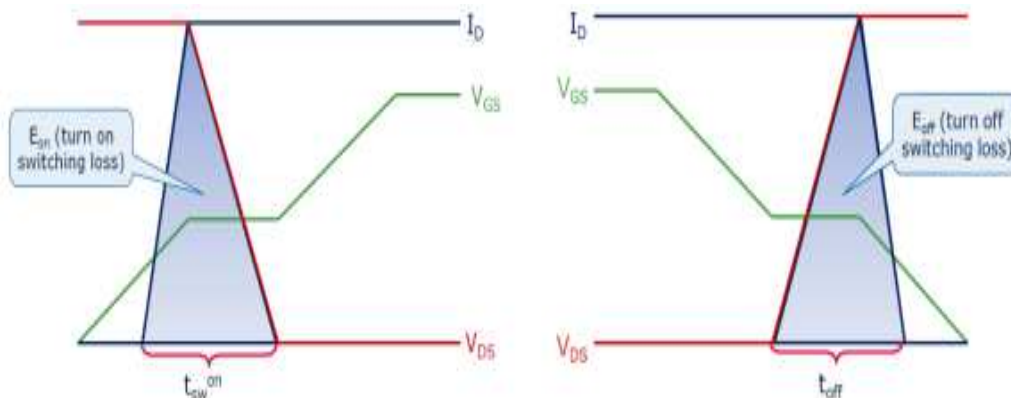


Figura 3.13. Área triangular durante el encendido y apagado del *Mosfet*.

La corriente promedio de la entrada está definida por la Ecuación 3.28.

$$I_{m.avg} = \frac{P_{out}}{V_{ac.min}} * \frac{2 * \sqrt{2}}{\pi} \quad (3.28)$$

Con los valores de la Tabla 1, se determina que:

$$I_{m_{avg}} = 9,8216 A$$

El tiempo de encendido t_{on} y apagado t_{off} , están definidos por las Ecuaciones 3.29 y 3.30 [16] respectivamente.

$$t_{on} = Q_{gs} * \frac{V_{pl} - V_{th}}{V_{pl}} * \frac{2 * R_g}{2 * V_g - V_{pl} - V_{th}} + Q_{gd} * \frac{R_g}{V_g - V_{pl}} \quad (3.29)$$

$$t_{off} = Q_{gd} * \frac{R_g}{V_{pl}} + Q_{gs} * \left(\frac{V_{pl} - V_{th}}{V_{pl}} \right) * \left(\frac{2 * R_g}{V_{pl} + V_{th}} \right) \quad (3.30)$$

Donde:

C_{iss} = capacitancia de entrada (Input capacitance)

V_{th} = Umbral de voltaje en la compuerta (gate threshold voltage)

V_g = Voltage de la compuerta (gate voltage)

V_{pl} = Voltaje de meseta de la compuerta (Gate plateau voltage)

V_{ds} = Voltage de drenaje – fuente (Drain – Source Voltage)

Q_{gd} = Carga de la compuerta a drenaje (Gate to drain charge)

Q_{gs} = Carga de la compuerta a fuente (Gate to source charge)

R_g = Resistencia de la compuerta (Gate resistance)

$V_g = 12v$, $V_{th} = 3.5v$, $V_{pl} = 5.4v$

$C_{iss} = 4340 pF$, $V_{ds} = V_o = 380v$, $R_g = 1.8\Omega$

$C_{oss} = 70 pF$, $Q_{gs} = 23 \times 10^{-9} C$, $Q_{gd} = 30 \times 10^{-9} C$

Reemplazando los valores en las Ecuaciones 3.29 y 3.30, se tienen los tiempos de conmutación:

$$t_{on} = 10,11 \times 10^{-9} seg$$

$$t_{off} = 13,53 \times 10^{-9} seg$$

Las pérdidas por conmutación en el tiempo de encendido y apagado están definidas en las Ecuaciones 3.31 y 3.32.

$$P_{s.on} = 0,5 * I_{m_{avg}} * V_o * t_{on} * F_{sw} \quad (3.31)$$

$$P_{s.off} = 0,5 * I_{m_{avg}} * V_o * t_{off} * F_{sw} \quad (3.32)$$

Una vez reemplazado el tiempo de encendido en la Ecuación 3.31 y el tiempo de apagado en la Ecuación 3.32, se determina que las pérdidas relacionadas a estos parámetros son:

$$P_{s.on} = 1,8866 \text{ W}$$

$$P_{s.off} = 2,524 \text{ W}$$

La pérdida por conmutación en la capacitancia de salida C_{oss} está definida por la Ecuación 3.33.

$$P_{s.oss} = E_{oss} * F_{sw} \quad (3.33)$$

Donde E_{oss} es la energía de salida (i.e. $11,7 \times 10^{-6} \text{ J}$). Con la frecuencia de conmutación establecida, se tiene que la pérdida por conmutación en la capacitancia de salida del *Mosfet* es:

$$P_{s.oss} = 1,17 \text{ W}$$

La pérdida de control de la compuerta está definida por la Ecuación 3.34.

$$P_{s.gate} = V_g * Q_g * F_{sw} \quad (3.34)$$

Donde Q_g es la carga total de la compuerta (93 nC). Entonces:

$$P_{s.gate} = 0,1116 \text{ W}$$

La pérdida total del *Mosfet* está definida por la Ecuación 3.35.

$$P_{s.total} = P_{s.con} + P_{s.on} + P_{s.off} + P_{s.oss} + P_{s.gate} \quad (3.35)$$

Al recopilar los resultados obtenidos anteriormente, se obtiene la pérdida total del *Mosfet*:

$$P_{s.total} = 11.9824 \text{ W}$$

Para un voltaje AC mínimo ($110V_{ac}$). Si se compara este resultado con el obtenido en la Figura 3.11, para $115V_{ac}$, se entiende que la pérdida es menor, debido a que consume menos corriente en la entrada del drenaje.

3.2.4. Análisis y selección del diodo *Boost*

La etapa de la selección del diodo *Boost*, es una decisión de diseño importante en un convertidor de esta clase, debido a que este no conmuta correctamente a altas corrientes. Además el valor de su recuperación inversa y duración, pueden causar pérdidas de potencia significativas y generar ruido, sobre todo cuando se incrementa la frecuencia de operación del convertidor.

En el caso de una entrada de voltaje AC mínimo, el ciclo de trabajo de conducción del diodo es reducido y la corriente directa es alta, proporcionalmente a la corriente media. Por estas razones, los primeros criterios para seleccionar el diodo *Boost* son:

- El diodo debe ser capaz de soportar altas corrientes para un voltaje en directa.
- El tiempo de recuperación inversa debe ser muy pequeño (orden de los nanosegundos).

Dado que los diodos Schottky de carburo de silicio (SiC, Silicon Carbide), tienen asociados una carga capacitiva Q_c , en lugar de una carga de recuperación inversa Q_{rr} , las pérdidas por conmutación y el tiempo de recuperación son considerablemente reducidos; en comparación a los diodos de silicio ultra rápidos [3]. Una consecuencia de esta característica es que la frecuencia de operación del convertidor puede ser incrementada.

Otra gran ventaja de los diodos SiC, es que son muy resistentes a densidades de voltaje y su carga capacitiva varía mínimamente ante cambios de temperatura y densidades de corriente, a diferencia de los diodos de silicio, como se representa en la Figura 3.14.

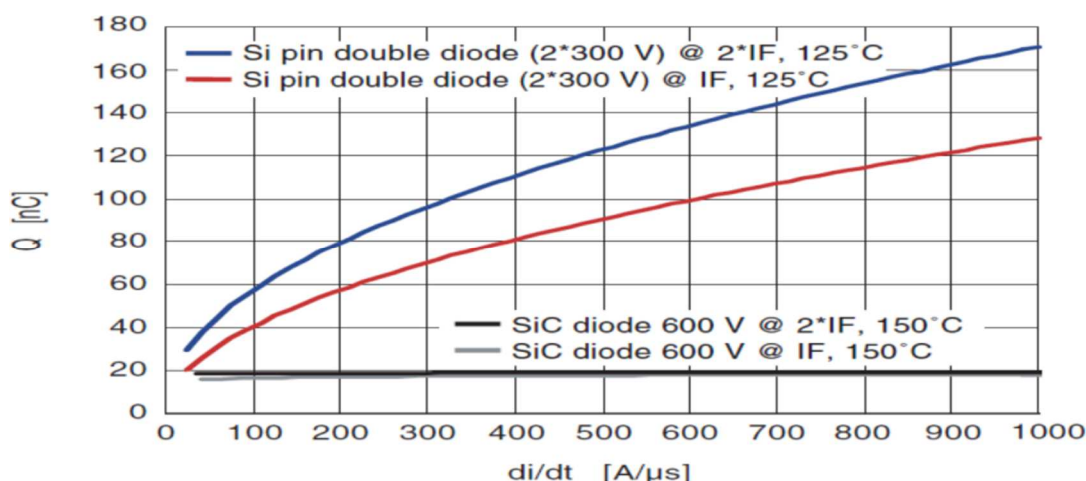


Figura 3.14. Relación de la carga capacitiva en función de (di/dt) , para diodos de silicio y SiC.

Otro criterio de selección para el diodo *Boost* es que permita disipar grandes cantidades de potencia. Una regla de selección según la corriente, puede ser que para cada 75W de disipación, se relacione un amperio para asegurar un buen rendimiento [3]. Por ejemplo, para una aplicación de 1200 W, se requiere un diodo de 16A, según la Ecuación 3.36. En casos para una entrada de voltaje AC mínimo, la corriente de entrada del diodo es alta y el ciclo de trabajo corto. El diodo recomendado para esta aplicación en función de las consideraciones mencionadas, es alguno de la generación de diodos Schottky 650Q, que pertenece a tecnologías *Infineon* [3].

$$I_{diodo_SiC} = \frac{P_{out}}{75\text{ W}} * 1A \quad (3.36)$$

Así, se determina que el diodo IDH16G65C6, es el indicado para el convertidor *Boost-PFC*. La corriente promedio del diodo *Boost*, está determinada por la Ecuación 3.37 [17].

$$I_{D.avg} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (3.37)$$

La cual da como resultado una corriente promedio de 3.1578 A. La pérdida por conducción del diodo *Boost* está definida por la Ecuación 3.38.

$$P_{D.cond} = I_{D.avg} * V_{f.diode} \quad (3.38)$$

Donde $V_{f.diode}$, es el voltaje directo del diodo (1,5 V). El resultado de la pérdida de conducción del diodo es:

$$P_{D.cond} = 4,7367 \text{ W}$$

La pérdida por conmutación del diodo está definida por la Ecuación 3.39.

$$P_{D.swit} = 0.5 * V_o * Q_c * F_{sw} \quad (3.39)$$

Donde Q_c es la carga capacitiva total del diodo, resultando en un valor:

$$P_{D.swit} = 0,437 \text{ W}$$

La pérdida total del diodo *Boost* está presentada por la Ecuación 3.40.

$$P_{D.total} = P_{D.cond} + P_{D.swit} \quad (3.40)$$

Según los resultados obtenidos anteriormente, se tiene las pérdidas totales del diodo *Boost*:

$$P_{D.total} = 5.1737 \text{ W}$$

Además de utilizar el diodo SiC para el convertidor *Boost*-PFC, se añade un diodo de precarga como se muestra en la Figura 3.2, para cargar los capacitores de salida a un valor inicial de **170Vrms**, antes de activar el corrector de factor de potencia.

3.2.5. Capacitor de salida

El capacitor de salida debe ser dimensionado para cumplir con los requisitos de tiempo de retención y rizado, para un voltaje de entrada AC mínimo. El valor de capacitancia necesario para cumplir estos parámetros, es el mayor entre los resultados de las Ecuaciones 3.41 y 3.42 [3].

$$C_o \geq \frac{2 * P_o * thold}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} \quad (3.41)$$

$$C_o \geq \frac{P_o}{2 * \pi * f_{time} * \Delta V_o * V_o} \quad (3.42)$$

Donde *thold* es 16,66 ms y f_{time} es igual 60 Hz. Por lo tanto, se tiene como resultado:

$$C_o \geq 897,29 \mu F$$

$$C_o \geq 837,657 \mu F$$

El máximo valor entre estos dos es:

$$C_o = \max(837.65\mu F, 897.29\mu F) = 897.29\mu F$$

En base a estos resultados, se determina el uso de dos capacitores en paralelo de $560\mu F$ a $450V$ cada uno, con un factor de disipación $DF = 0.2$ [19].

La ESR (*Equivalent Series Resistance*) del capacitor se define en la Ecuación 3.43.

$$ESR = \frac{DF}{2 * \pi * f * C_o} \quad (3.43)$$

Donde f es 120 Hz y C_o es $2 * 560 \mu F$. El resultado es una ESR de:

$$ESR = 0,23\Omega$$

La corriente RMS del capacitor está definida por la Ecuación 3.44.

$$I_{co.rms} = \sqrt{\frac{8 * \sqrt{2} * P_{out}^2}{3 * \pi * V_{ac.min} * V_o} - \frac{P_{out}^2}{V_o^2}} \quad (3.44)$$

Y su resultado:

$$I_{co.rms} = 5,601 \text{ A}$$

La pérdida del capacitor relacionada a la ESR, está definida por la Ecuación 3.45.

$$P_{co} = I_{co.rms}^2 * ESR \quad (3.45)$$

Que, según los valores calculados anteriormente es:

$$P_{co} = 7.2153 \text{ W}$$

3.2.6. Selección del disipador de calor

En los convertidores *Boost*, los elementos que generan más calor son los que deben estar sujetos a un disipador de calor. Estos elementos son el *Mosfet*, diodo *Boost* y los puentes rectificadores (Figura 4. 25).

El *Mosfet* y el diodo *Boost* están ubicados en serie para compartir el mismo disipador de calor. En la Figura 3.15 se observa el esquema térmico que produce el *Mosfet* y el diodo *Boost* [3].

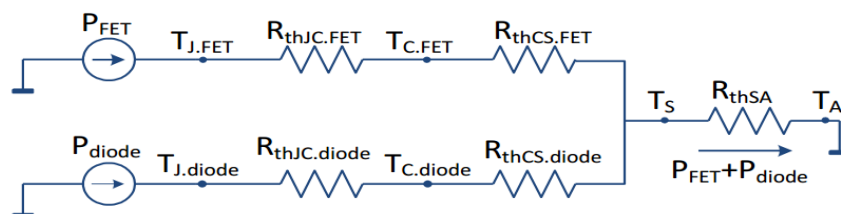


Figura 3.15. Esquemático de la red térmica.

Donde

T_S = Temperatura del disipador de calor (heatsink temperature)

T_C = Temperatura de la caja (Case temperature)

T_A = Temperatura del ambiente (Ambient temperature)

P_{FET} = Pérdida de potencia total del FET (FET total power loss)

P_{diode} = Pérdida de potencia total del diodo (Diode total power loss)

R_{thJC} = Resistencia térmica de unión a la caja

R_{thCS} = Resistencia térmica de la caja al disipador de calor

R_{thSA} = Resistencia térmica del disipador al ambiente N

Estos parámetros son las especificaciones técnicas del *Mosfet* y diodo *Boost*. En la Figura 3.16, se puede observar el disipador seleccionado para esta aplicación, cuyas características son [20]:

- Longitud: 200 mm.
- Anchura: 200 mm.
- Altura: 25 mm.
- Resistencia térmica 1.65 KW.
- Material: Aluminio anodizado.

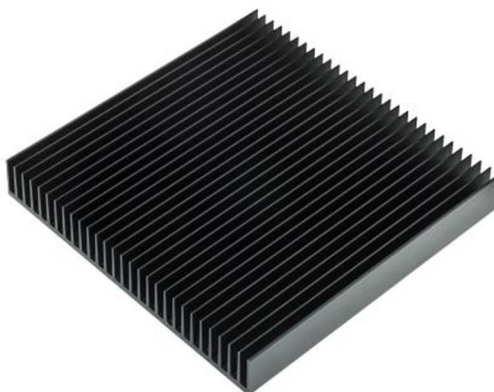


Figura 3.16. Disipador "Fischer Elektronik sk42-200-SA".

3.2.7. Corrector del factor de potencia

El corrector de factor de potencia o PFC comprende un circuito integrado que tiene capacidades de entrada de voltaje en el rango de $85V_{ac} - 265V_{ac}$, amplio rango de voltaje de alimentación, mecanismos de protección para sobre voltaje y sobre corriente, control de promediado de corriente, para que el circuito dependa completamente del diseño del inductor principal y la configuración del *Mosfet*, dependiendo el control de compuerta, ZVS (*Zero Voltage Switching*) o intermedio entre estos dos. Además, que contenga mecanismos de soft start (inicio suave), seguidores de voltaje, amplio rango de frecuencias de operación, una salida óptima de PWM (*Pulse Width Modulation*) a compuerta o *Gate* para altas frecuencias, sensado de voltaje desde el bus de continua y sensado de corriente mediante un resistor *Shunt*.

Todas estas características y otras más, posee el circuito integrado de catorce pines ICE3PCS01G [6] mostrado en la Figura 3.17.

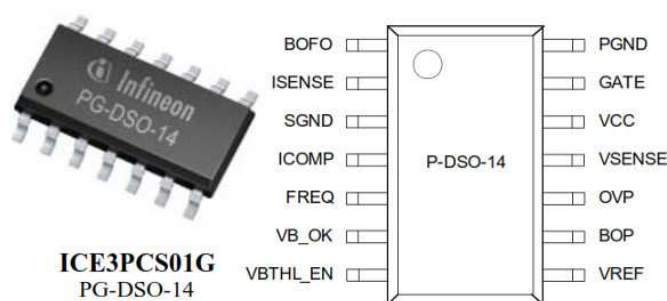


Figura 3.17. Circuito integrado del PFC.

3.2.7.1. Clasificación de pines del integrado ICE3PCS01G

Basados en [6] y [9], los pines del PFC representan las siguientes funcionalidades:

Seguidor de elevación (BOFO): Se utiliza cuando se opera con bajos voltajes de la red eléctrica (e.g. $120V_{ac}$) y potencia de salida liviana. Se encarga de reducir el voltaje de referencia de V_{sense} con su referencia interna ($2.5V$) produciendo una corriente en este pin, de forma que el voltaje de salida V_{out} sea reducido. En el caso de la topología *Boost-PFC*, se deshabilita este pin con un voltaje mayor a $2.3V$, para que no ocurra la condición de carga liviana.

Sensado de corriente (ISENSE): El voltaje en este pin debe ser menor a $200mV$, con una corriente máxima de $1mA$. La resistencia de Shunt está definida por la Ecuación 3.46.

$$R_{SHUNT} \leq \frac{0.2V}{I_{Lmax}} \quad (3.46)$$

Donde I_{Lmax} es 17.3562A, por lo tanto, la R_{SHUNT} es:

$$R_{SHUNT} \leq 11.5m\Omega$$

Para limitar la corriente a menos de 1mA en I_{sense} , se requiere de una resistencia R_{CS} recomendada de 50 Ω [6]. A continuación, se define una regla para la selección de este valor utilizando las Figuras 3.18 y 3.19, sin conocer el valor de resistencias de ganancia en el Amplificador Operacional AO2 (i.e. R_{g2}, R_{g1}).

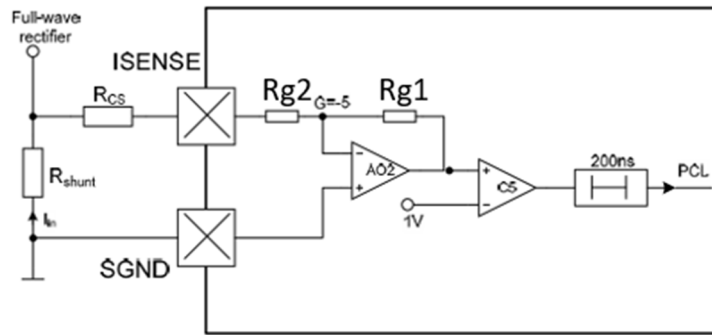


Figura 3.18. Pin I_{SENSE} .

Se puede observar la relación de ganancia en las Ecuaciones 3.47-3.49.

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_{g1}}{R_{g2} + R_{CS}}, R_{g1} = -5R_{g2} \quad (3.47)$$

$$\frac{5R_{g2}}{R_{g2} + R_{CS}} \leq 5 \quad (3.48)$$

$$\frac{5}{1 + R_{CS}/R_{g2}} \leq 5 \quad (3.49)$$

El criterio de selección se define con la región de la Figura 3.19. En caso de que la R_{g2} tenga un valor relativamente pequeño (e.g. 10k Ω), la ganancia se ve atenuada y el mecanismo PCL (*Peak Current Limitation*) no será activado. El caso contrario ocurre si la R_{g2} tiene un mayor valor, entonces el valor de R_{CS} no afecta en la ganancia de AO2 y el mecanismo de PCL no depende del valor de R_{CS} . Si el circuito de sensado de corriente dependiera de R_{CS} , se debe tener en cuenta la región de selección en la Figura 3.19, para asegurar el funcionamiento de PCL con una resistencia entre 50 Ω a 230 Ω . Para comprobar si esta especulación tiene validez, son necesarias las pruebas con distintos valores de R_{CS} , de manera que se pueda identificar el valor óptimo para el corrector.

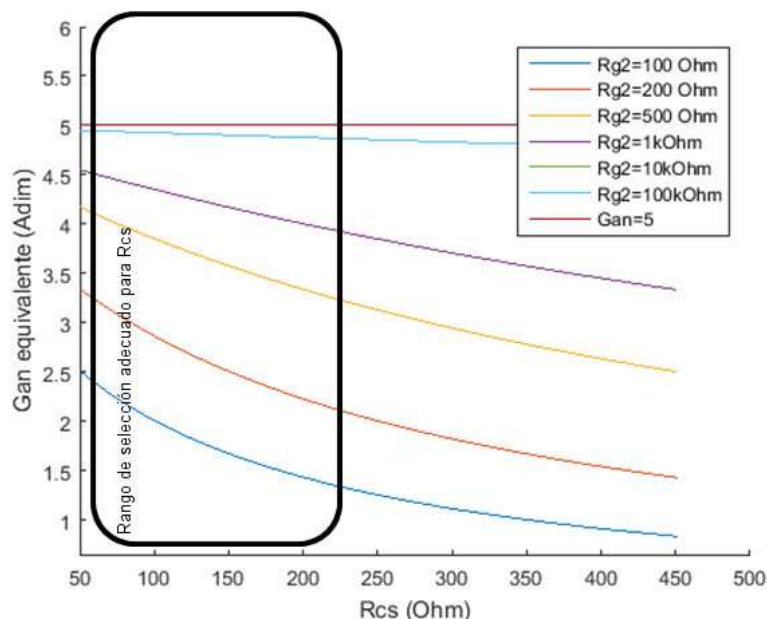


Figura 3.19. Valores de R_{CS} para distintas impedancias de R_{g2} .

Señal de tierra (SGND): Representa a la señal de tierra, donde se conecta al circuito de la primera etapa del *Driver* y PFC. Se conecta con un puente al pin GND.

Compensación de corriente (ICOMP): El cálculo de ICOMP se refiere a un condensador de compensación que filtra la entrada de ISENSE (que es un voltaje proporcional a la corriente del inductor $V_{Isense} \propto I_L$), de forma que promedia la onda y luego se compara con una señal rampa, generada internamente por el bloque de "PWM y rampa" del integrado. El C_{Icomp} está definido por la Ecuación 3.50.

$$C_{Icomp} \geq \frac{g_{OTA6} M_1}{K_1 * 2\pi * \left(\frac{f_{sw}}{2}\right)} \quad (3.50)$$

Donde $g_{OTA6} M_1$ es $5mS$, $K_1 = 4$ y f_{sw} es $100kHz$. Por lo que el resultado obtenido para C_{Icomp} es:

$$C_{Icomp} > 3.97nF$$

$$C_{Icomp} = 5.18nF \quad (3.51)$$

Frecuencia (FREQ): Es un valor de frecuencia que depende de un resistor variable conectado en su terminal y tierra. Su valor de configuración se presenta en la Figura 3.20.

Si se opera a 100KHz, la resistencia a elegir es 43KΩ. Se configura una resistencia de 20kΩ en serie con un Trimmer variable de 100kΩ para configurar el valor desde al menos 211KHz.

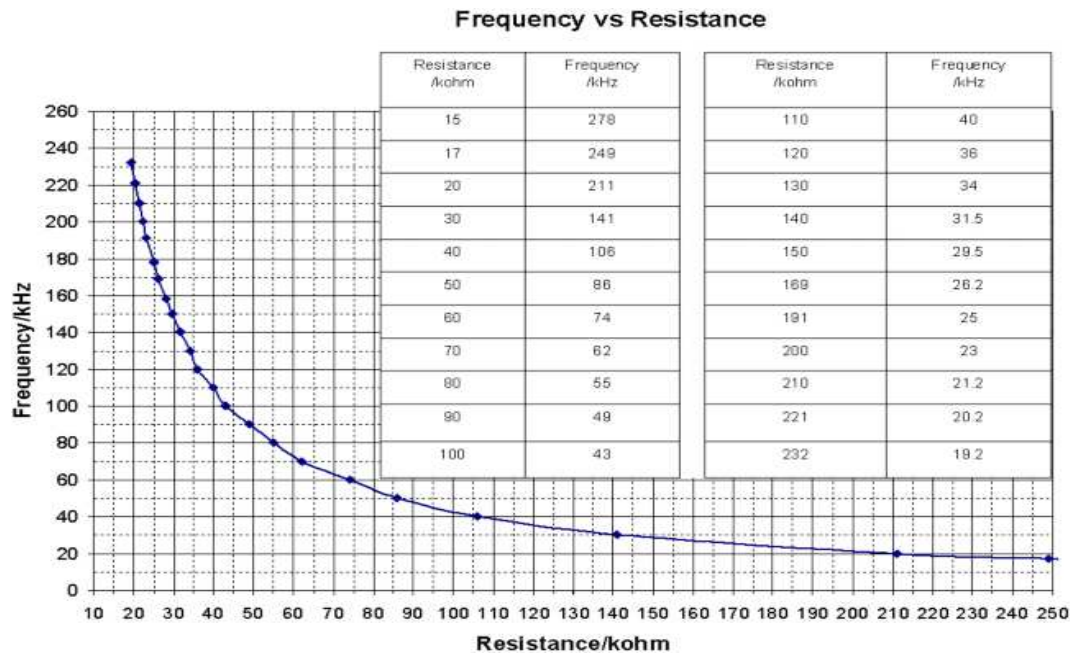


Figura 3.20. Resistencia vs frecuencia para el pin FREQ.

Voltaje “OK” (VB_OK): Este pin se enciende en un valor de 5V, una vez que el voltaje en el bus de continua, sea mayor al 95% del valor calculado como máximo. Una vez que el valor de V_{sense} sea menor al calculado en la Ecuación 3.53, la señal de V_{B_OK} estará en modo apagado.

Activación del voltaje umbral (VBTHL_EN): Sirve para configurar el mecanismo OVP2 (Over Voltage Protection 2), si la resistencia equivalente en la Figura 3.21 es mayor a 100kΩ, caso contrario, se inicializa el “auto soft start”.

$$R_{eq} = \frac{R_{VB1} * R_{VB2}}{R_{VB1} + R_{VB2}} \quad (3.52)$$

En el caso en que los valores de las resistencias R_{VB1}, R_{VB2} , sean 330kΩ y 200kΩ respectivamente, la resistencia equivalente es 124kΩ; con un voltaje definido en la Ecuación 3.53.

$$V_{VBTHL_{EN}} = 5V * \frac{200}{530} \quad (3.53)$$

Este último da como resultado:

$$V_{VBTHL_{EN}} = 1.88V$$

Voltaje de referencia (VREF): Valor de voltaje de 5V.

Protección de quemado (BOP): *Brown Out Protection* es un mecanismo de protección, cuando se recibe un voltaje menor o mayor al rango de operación del Integrado (85-265Vac). Para efectos de prueba y debido a que la red eléctrica en nuestro país es eficiente (caídas de voltaje típicos de un 5%), el diseño de BOP se lo puede establecer en un voltaje constante, de forma que no neutralice la operación de los módulos del integrado. El V_{BOP} está definido por la Ecuación 3.54.

$$V_{BOP} = V_{BOFO} = 12V * \frac{10k\Omega}{46k\Omega} \quad (3.54)$$

Que da como resultado:

$$V_{BOP} = 2.6087V$$

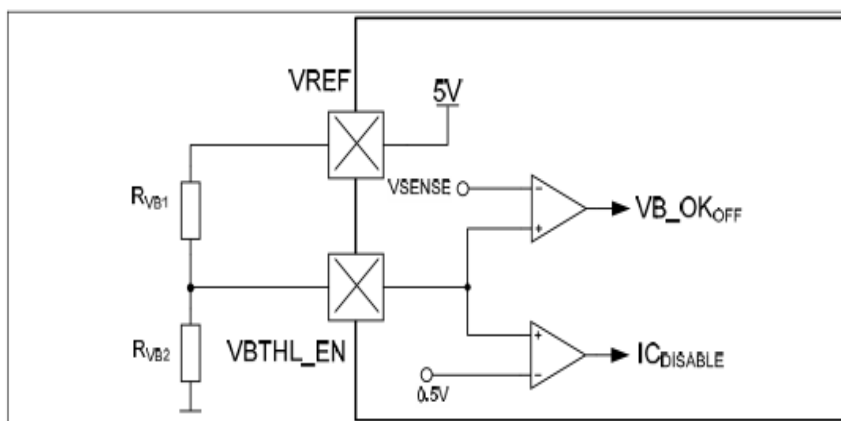


Figura 3.21. Configuración de OVP2.

Protección por sobre voltaje (OVP): OVP es el valor que mide el integrado como protección contra sobre voltajes, en caso de que V_{sense} , no sense por error físico del elemento resistivo conectado al pin y tierra. Una vez configurado con $V_{BHTL_{EN}}$, se procede a establecer el voltaje OVP mediante algunos resistores en serie como partidor de voltaje. Los valores que se eligen son aleatorios. Por ejemplo, para obtener una caída de voltaje de $V_{OVP} = 2.5V$, en el último resistor conectado a tierra y OVP, se eligen los valores de resistencia de la Ecuación 3.55.

$$V_{OVP} = 391.39V \frac{27}{27 + 4000 + 200} = 2.5V \quad (3.55)$$

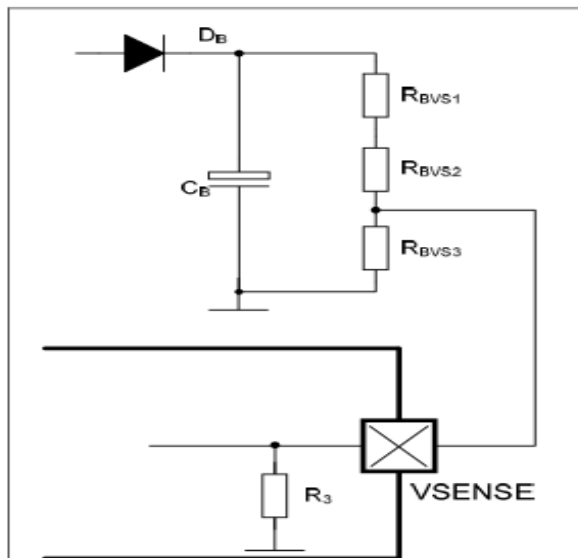


Figura 3.22. Configuración de V_{sense} .

En la Figura 3.22 hay una combinación de resistencias, donde los $4M\Omega$ están distribuidos en dos resistencias en serie para aliviar el estrés ocasionado por el alto voltaje de salida o V_{out} .

Sensado de voltaje (VSENSE): Es un partidor de voltaje que maneja el voltaje de salida V_{out} , para diferentes redes de resistencias como en la Figura 3.22. Se calcula como sigue: para un vector de voltaje con el rango desde $V_{out} = 1V$ hasta $400V$, se calcula el voltaje con la Ecuación 3.56.

$$V_{sense} = V_{out} \frac{27k\Omega}{28k\Omega + 4000k\Omega + 48k\Omega} = 2.7V \quad (3.56)$$

Con esta combinación de resistencias y valor de $V_{sense} = 2.7V$, el voltaje de salida resultante es:

$$V_{out} = 394V$$

Se suponen dos valores de activación para el OVP en la Tabla 3.2.

| | | |
|-----------------|--------|--------|
| $V_{sense} (V)$ | 2.5006 | 2.7067 |
| $V_{out} (V)$ | 364 | 394 |

Tabla 3.2. Valores supuestos de activación en V_{sense} para V_{out} .

Alimentación VCC: Valor de voltaje de alimentación que comprende los valores $-0.3V$ a $26V$. El valor de voltaje típico es de $12V$.

Compuerta (GATE): En base a los parámetros establecidos anteriormente, el PWM de salida en el pin compuerta, deberá poseer las características deseadas. Un ejemplo de una señal de este pin se observa en la Figura 3.23, con un PWM de $100kHz$. Se observa la calidad de la señal, con pulsos de aproximadamente $12V$ de amplitud y $D \sim 98\%$, como establece [6].

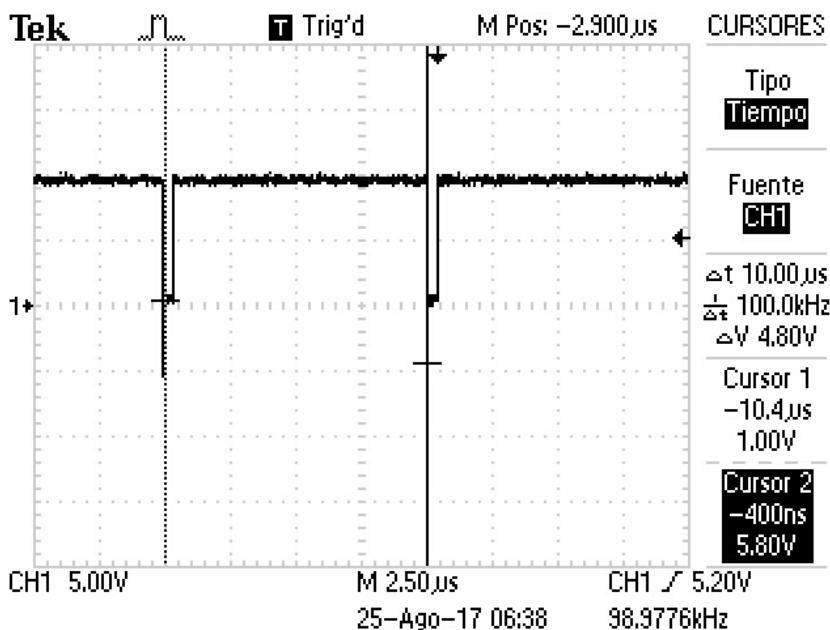


Figura 3.23. PWM del pin compuerta.

PGND: Tierra de potencia, conectada en puente con SGND.

3.2.8. Análisis del controlador 1EDI60N12AF

El controlador (*Driver*) que opera en conjunto con el PFC de la Sección anterior, es el modelo 1EDI60N12AF. Este es un controlador de canal único, aislado galvánicamente entre entrada y salida, por un paquete PG DSO 8-51 (Figura 3.24), que proporciona una corriente de al menos 6A en sus pines de salida. Los pines lógicos de entrada, funcionan con un amplio rango de voltaje entre 3V a 15V, usando niveles de umbral CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*), que permiten la conexión con microcontroladores de voltaje operativo de 3.3V [21].

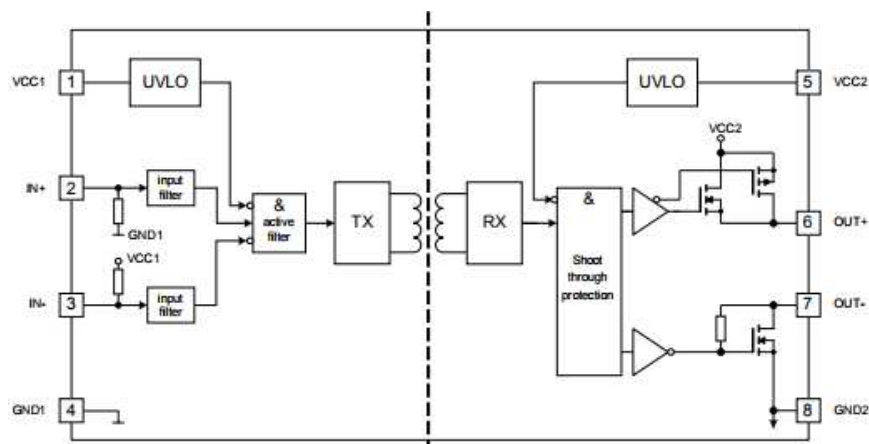


Figura 3.24. Diagrama de bloques del controlador 1EDI60N12AF.

La descripción técnica de los pines se resume en la Tabla 3.3.

| PIN No. | NAME | FUNCION |
|---------|------|---|
| 1 | VCC1 | Suministro de lógica positiva |
| 2 | IN+ | Entrada del controlador no invertida (alta activa) |
| 3 | IN- | Entrada del controlador invertida (baja activa) |
| 4 | GND1 | Tierra Lógica. |
| 5 | VCC2 | Lado de salida positivo de la fuente de alimentación. |
| 6 | OUT+ | Salida de la fuente del controlador |
| 7 | OUT- | Salida del fregadero del controlador |
| 8 | GND2 | Potencia de tierra |

Tabla 3.3. Descripción de pines del conductor.

Este tipo de dispositivo es un controlador compacto de compuerta de *Mosfet* para uso general. Para la configuración de suministro unipolar [21], el controlador se alimenta con un voltaje de $V_{VCC2} = 12V$, típicamente. Se recomienda una evaluación para la selección de resistencia de compuerta, como se presenta en la Figura 3.25.

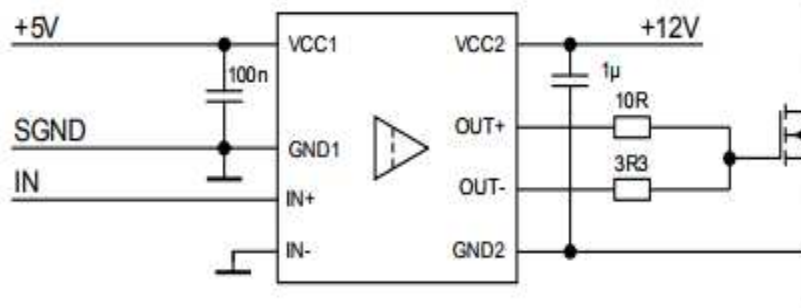


Figura 3.25 Aplicación de alimentación unipolar.

Los pines de entrada $IN+$, e $IN-$, pueden operar en varios estados lógicos, para obtener una salida distinta, como se observa en la Figura 3.26. El modo de operación depende de la aplicación.

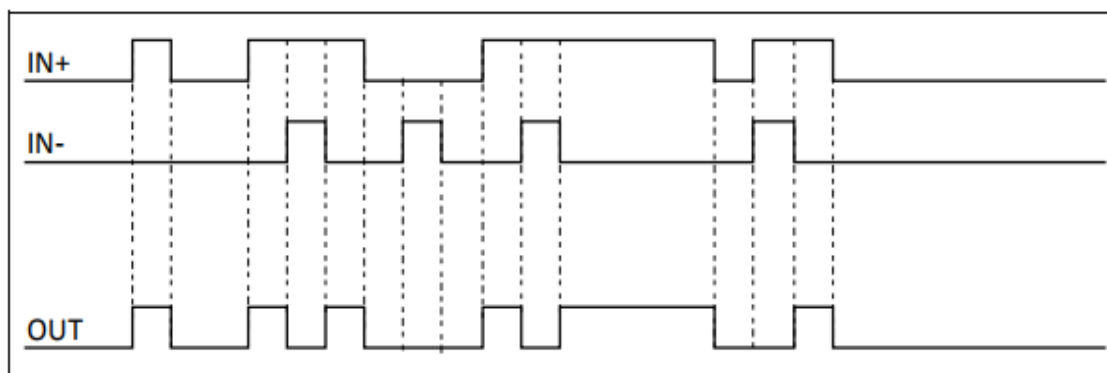


Figura 3.26. Comportamiento típico de conmutación.

3.2.9. Filtros para la reducción de interferencia electromagnética

Las fuentes conmutadas están expuestas a ruidos o EMI (*Electromagnetic Interference*), conocidos como común y diferencial [22]; mismos que distorsionan las señales y no permiten una operación normal de la topología, ocasionando limitaciones del objetivo del convertidor debido a su sentido bidireccional; sobre todo al incrementar la frecuencia de operación del circuito en el orden de los kHz [23].

3.2.9.1. Ruido común

El ruido común en la línea de AC, se refiere al ocasionado entre la tierra y las líneas de energía como se observa en la Figura 3.27. El contenido armónico de la señal AC es mayor al producirse acoples capacitivos o inductivos respecto a la línea de alimentación o el circuito del convertidor. Estos acoples, causan impedancias (capacitancias parásitas) indeseadas en la red eléctrica y el ruido ocasionado es variable [22].

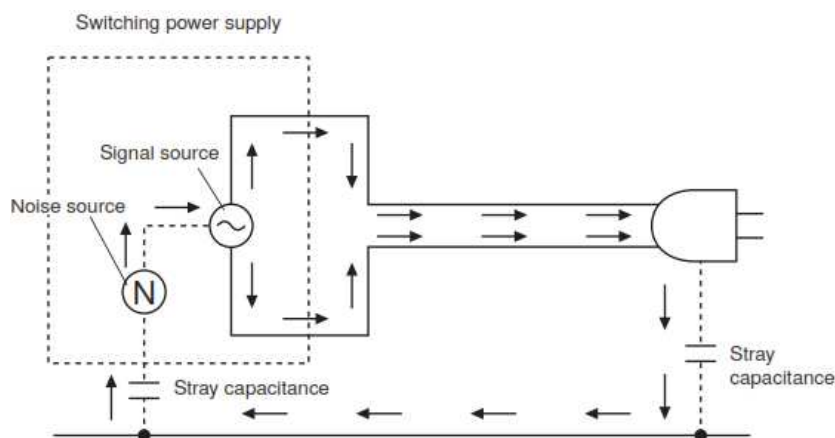


Figura 3.27. Típico ruido común.

3.2.9.2. Ruido diferencial

El ruido diferencial por otra parte es aquel que se genera al obtener una diferencia de valores en las líneas de alimentación cuando se conectan cargas capacitivas, generando un potencial variable y además inductancias parasitarias (Figura 3.28).

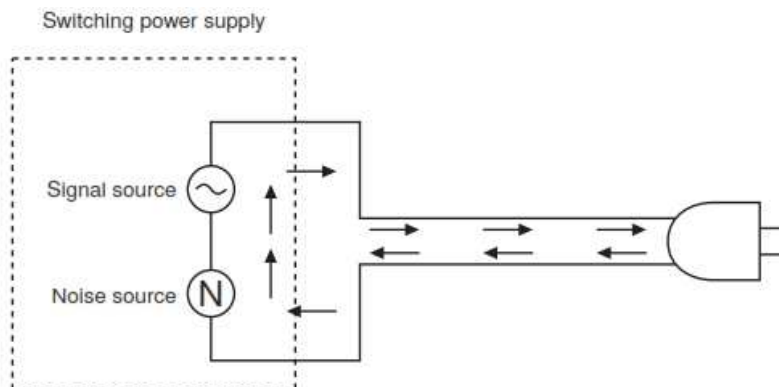


Figura 3.28. Típico ruido diferencial.

3.2.9.3. Selección y análisis de elementos para atenuación del ruido.

Una de las formas de atenuar o eliminar este tipo de ruidos es utilizando inductores de estrangulamiento de ruido común o “*Common Mode Choke Noise Inductor*”, capacitores X, camas de ferrita para la atenuación del ruido diferencial o capacitores en conexión Y para atenuar ambos efectos. Cada uno de estos elementos se observan en la Figura 3.29, la cual presenta una etapa de atenuación para el ruido diferencial, otra para el ruido común y finalmente para ambos ruidos que no fueron filtrados en las etapas previas, con una configuración de capacitores en conexión Y.

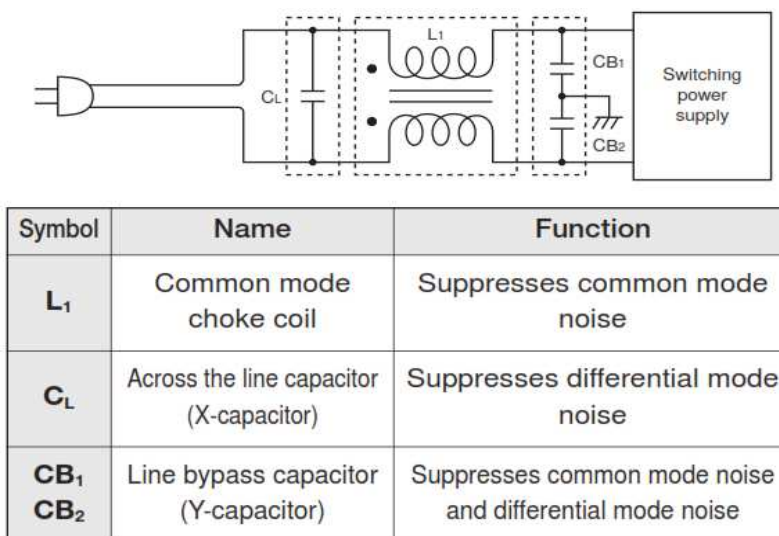


Figura 3.29. Secciones o etapas para la eliminación de ruidos común, diferencial y Tabla de funcionalidad para cada elemento.

Este orden de conexión tiene mucho sentido, debido a que el ruido diferencial en la primera etapa no ha sido atenuado completamente. El toroide para la supresión del ruido común (Figura 3.30), intenta erradicar los campos generados por el ruido

diferencial, actúa con doble función, permitiendo entregar en su salida una impedancia por inductancias y capacitancias parasitarias sumamente reducida; para finalmente utilizar el filtrado con conexión tipo “Y” hacia una tierra física, que puede ser una estructura metálica.

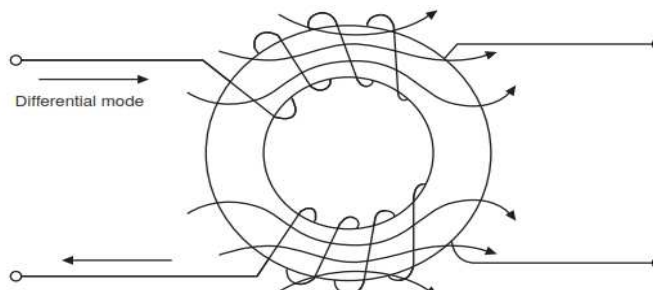


Figura 3.30. Efecto del ruido en el toroide del “Common Mode Choke Inductor”.

La selección de estos elementos para el filtrado, se los consideran para aislar al circuito convertidor AC/DC de la red y DC/DC de carga, es por esto que se utiliza un criterio de selección de los inductores de ruido común en base a algunos parámetros: la atenuación en base a la frecuencia (no debe atenuar la fundamental de la red eléctrica), cantidad de voltaje y corriente que puede soportar el dispositivo en base a la potencia nominal y eficiencia. Por ejemplo, a una potencia de entrada de 1200W:

$$I_{CMCInductori} = \frac{\frac{1200W}{\eta = 0.5}}{170V_{rms}} \quad (3.57)$$

Que da como resultado una corriente del inductor de 14A. Una selección de la corriente puede ser de 15A en adelante, debido al comportamiento no conocido del circuito.

Otros parámetros que conciernen a este elemento son una pequeña inductancia parasitaria (μH) y resistencia en AC ($m\Omega$). Una selección puede ser el Inductor 8120-RC de la marca Bourns Inductive Components (Figura 3.31) y para el inductor de salida un inductor de Wurth Electronics Inc mostrado en la Figura 3.32



Figura 3.31. Inductor de CMC en la entrada del convertidor de $I_{max} = 17Amp$, $R_{dc} = 8m\Omega$, $L_{leakage} = 9.6\mu H$.

$$I_{CMCInductore} = \frac{1200W}{400V} = 3A$$



Figura 3.32. Inductor de CMC en la salida del convertidor de $I_{max} = 10A$, $R_{dc} = 7m\Omega$.

En cuanto a los capacitores de salida en configuración Y, se eligen con un valor muy pequeño de forma que puedan reducir la impedancia generada por las inductancias parasitarias de los inductores CMC y componentes relacionados, siempre y cuando su frecuencia de corte sea mucho mayor a las frecuencias de operación del circuito.

3.3. Simulación del convertidor *Boost*-PFC en PSIM®

El simulador PSIM es un software para diseños de circuitos con electrónica de potencia. Contiene módulos que permiten la inserción de circuitos complejos tanto en la parte electrónica, como en el diseño de software para el control.

El esquemático de la simulación del convertidor *Boost*-PFC, se presenta en la Figura 3.33, donde el convertidor AC/DC es un puente rectificador de onda completa para una fase, además de un filtrado de la señal en la salida. Luego está la topología *Boost* descrita en el Capítulo 2, incluyendo las variables de sensado de voltaje y corriente.

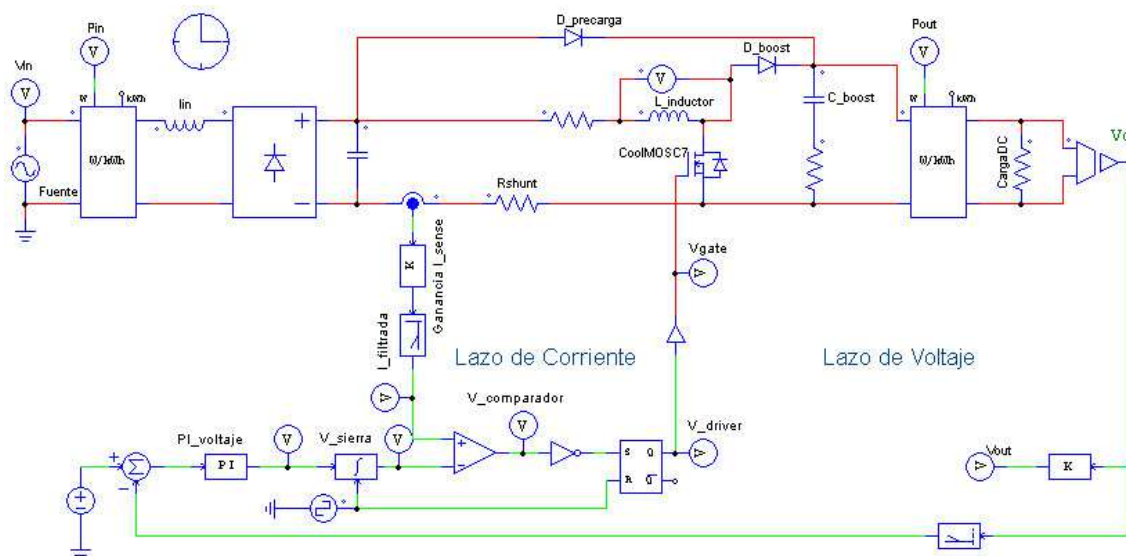


Figura 3.33. Simulación de un convertidor *Boost*-PFC con los bloques del PFC de mayor relevancia.

3.3.1. Sensado de corriente

El sensado de corriente trata de simular el módulo de control por promediado de corriente utilizando un filtro pasa bajas o LPF (*Low Pass Filter*); el capacitor que promedia la corriente responde al valor de la Ecuación 3.50.

3.3.2. Sensado de voltaje

En cuanto al sensado de voltaje, está un filtro LPF para reducir el rizado de voltaje, una ganancia proporcional que representa el valor de la red de resistencias en la Figura 3.42, proporcional a un voltaje referencial de 2.5V, 2.7V que es el valor de OVP1, OVP2, respectivamente. Además, el controlador PI que es integrado con una señal de reloj referencial a 100kHz, obteniéndose así, la rampa de comparación con la señal de corriente y como resultado, el PWM de salida en el pin compuerta del PFC (Figura 3.34).

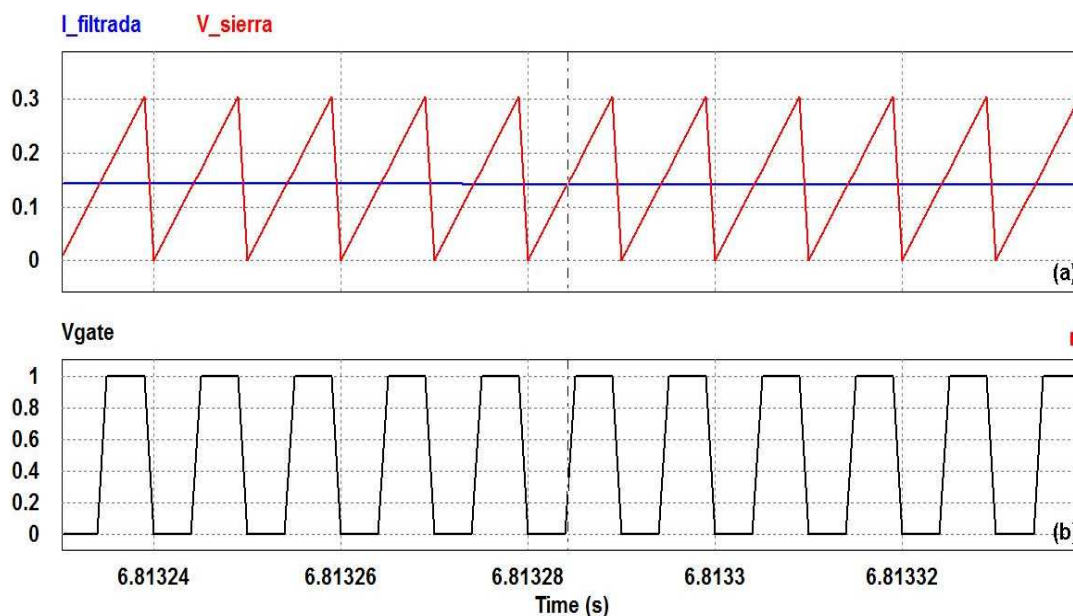


Figura 3.34. (a) Señales de rampa, corriente promediada y (b) PWM de compuerta.

Los ejemplos de la simulación con las formas de onda de voltaje y corriente sincronizados se muestran en la Figura 3.35. El control de regulación de voltaje se encarga de mantener al voltaje de salida sin importar el régimen de carga, esto es, a medida que la carga disminuye, el convertidor genera más potencia según las Ecuaciones 2.13, 3.58 y 3.59.

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{CargaDC} \quad (3.58)$$

$$V_o = CargaDC * I_o \quad (3.59)$$

Para que el voltaje se mantenga constante y siga el principio *Boost*, el flujo de corriente y la corriente de salida en el convertidor deben incrementar. Por otra parte, en la Figura 3.36, se puede observar el contenido armónico en la FFT (*Fast Fourier Transform*) de la forma de onda de corriente y, como es esperado, los armónicos impares son reducidos dramáticamente en comparación a un contenido de SMPS típico, como el de la Figura 1.3.

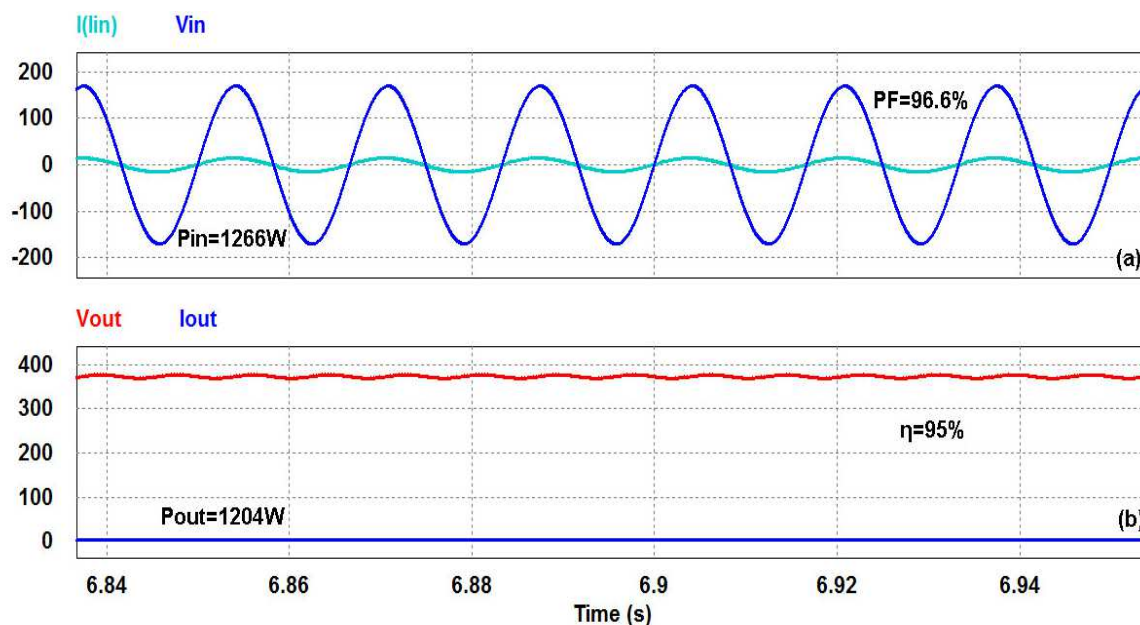


Figura 3.35. Formas de onda de voltaje, corriente, potencia (a) de entrada (b) de salida, eficiencia y factor de potencia para 1,2kW.

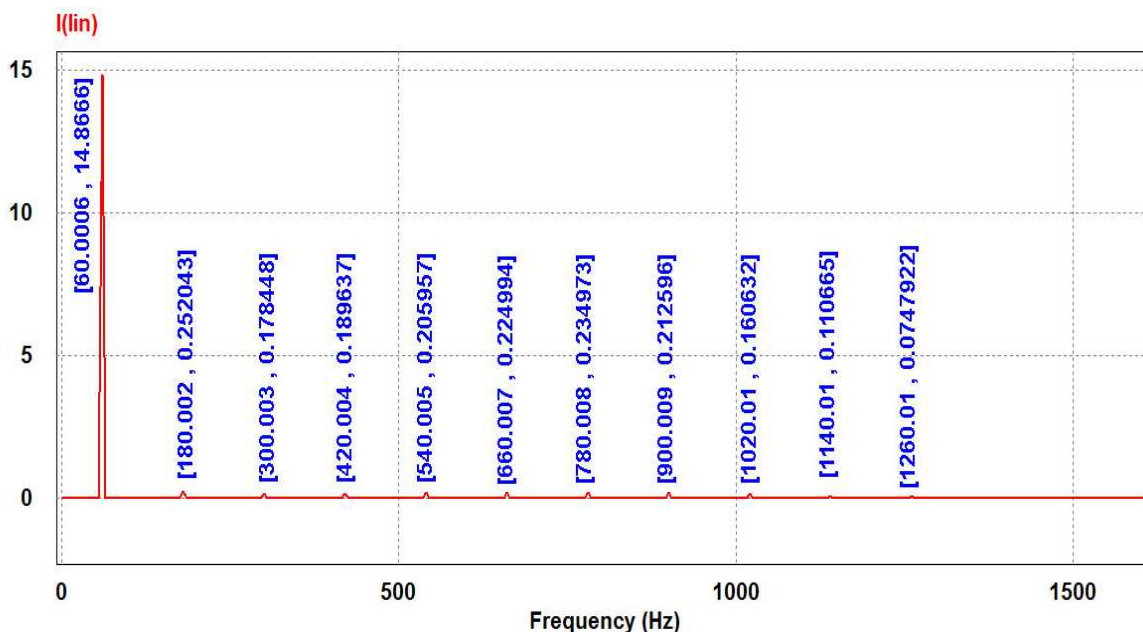


Figura 3.36. FFT de la forma de onda de corriente en la red eléctrica.

El PF de este convertidor teórico es de 96.6% (Figura 3.35) y su eficiencia de 95%.

El voltaje y corriente del inductor a potencia nominal se presentan en la Figura 3.37. La corriente promedio y máxima del inductor tiene amplitudes de 9.11 A y 15.27 A, respectivamente. Valores que son menores a los resultados de las Ecuaciones 3.6 y 3.12.

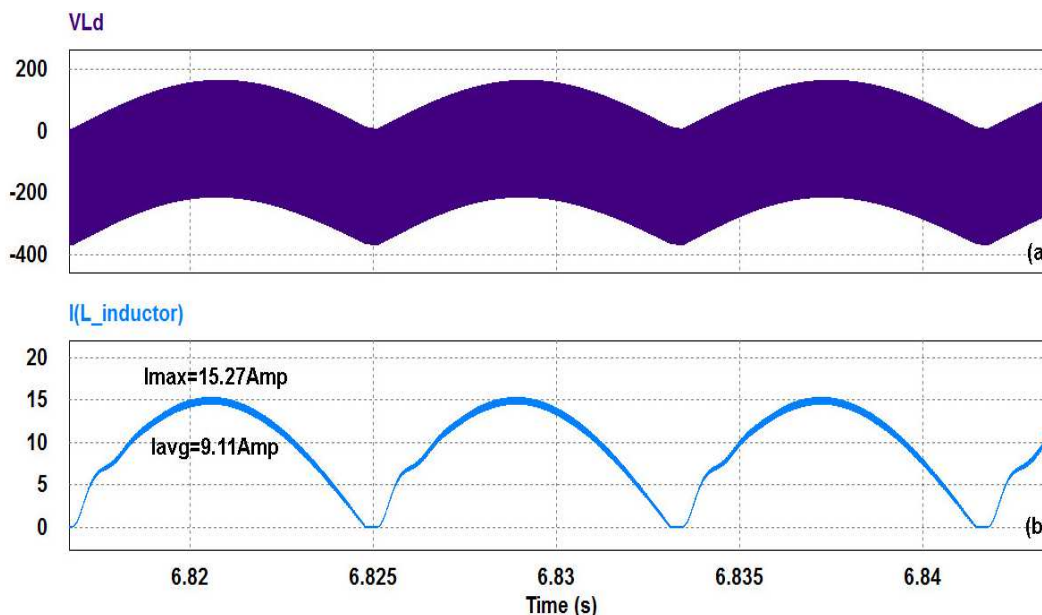
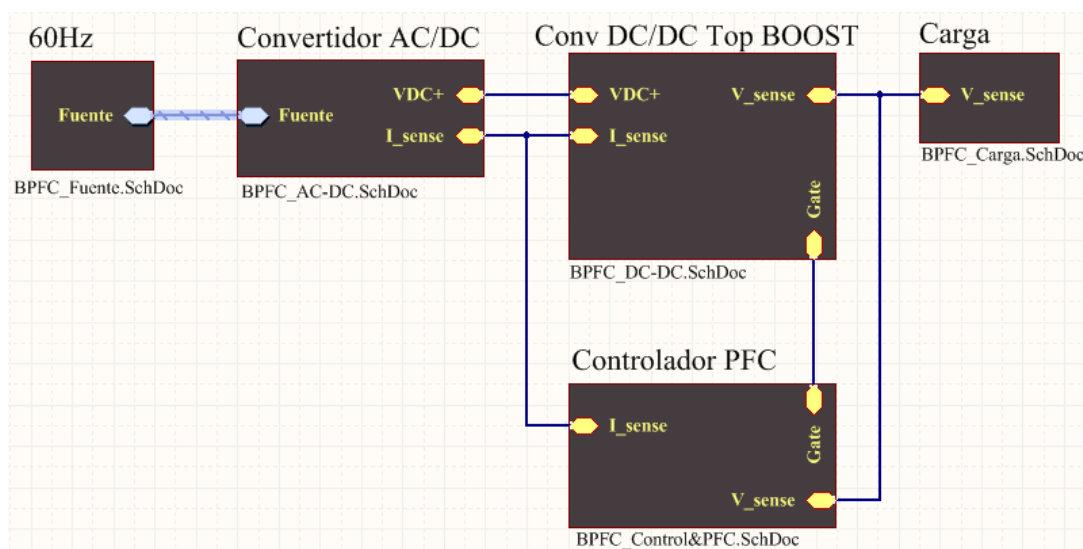


Figura 3.37. (a) Voltaje y (b) corriente del inductor para una potencia de 1,2kW.

Los resultados de la simulación indican el incremento del PF cercano a la unidad o al 100% y eficiencias energéticas en el orden del 90 al 99%.

3.4. Esquemático del convertidor *Boost*-PFC



4.

Figura 3.38. Esquema en diagrama de bloques del convertidor BOOST PFC.

3.4.1. Fuentes de alimentación

[illegible]

Figura 3.39. Fuentes de alimentación del convertidor *Boost*-PFC.

3.4.2. Convertidor AC/DC

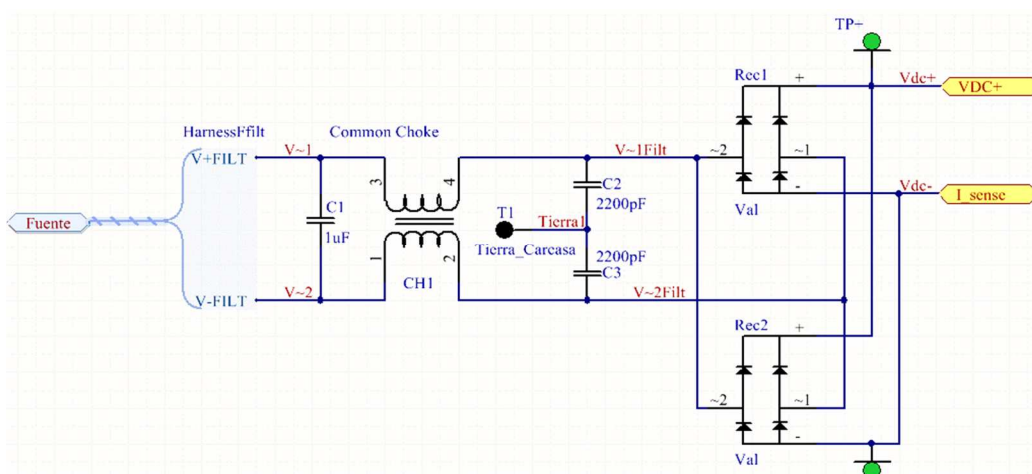


Figura 3.40. Convertidor clase 2 o AC/DC.

El convertidor AC/DC, comprende el filtro para la supresión de EMI con la configuración en serie del capacitor X, Inductor CMC (Figura 3.31) y capacitores Y. Luego los rectificadores de onda completa en paralelo para distribuir las corrientes y por lo tanto el calor generado a diferentes potencias.

3.4.3. Convertidor DC/DC

El convertidor DC/DC (Figura 3.41), se alimenta de la onda rectificada del convertidor DC/DC para incluir una configuración de NTC-Relay, la cual da el funcionamiento del circuito en la rama del diodo de precarga: a medida que la NTC se calienta, su resistencia incrementa y se convierte en una alta impedancia. Cuando el Relay es activado, luego del proceso de precarga, se inicia el flujo eléctrico por la topología DC/DC o *Boost*.

Los diodos de $1\mu F$ en paralelo sirven de filtro en configuración X.

Luego, se observa la topología *Boost* con el *Mosfet* elegido, unas camas de ferrita a la entrada de la compuerta del *Mosfet*, que atenúan el efecto campana [28] en el voltaje V_{GS} , el inductor calculado para 80 vueltas, el diodo *Boost* ultra rápido, los capacitores de filtrado para los picos de alta frecuencia en los pulsos de voltaje de V_{DS} y los capacitores de almacenamiento de energía en el bus de corriente continua de $560\mu F$ cada uno. Además, algunos “*Test Point*”, para observar la señal resultante en los equipos osciloscopios al realizar pruebas experimentales.

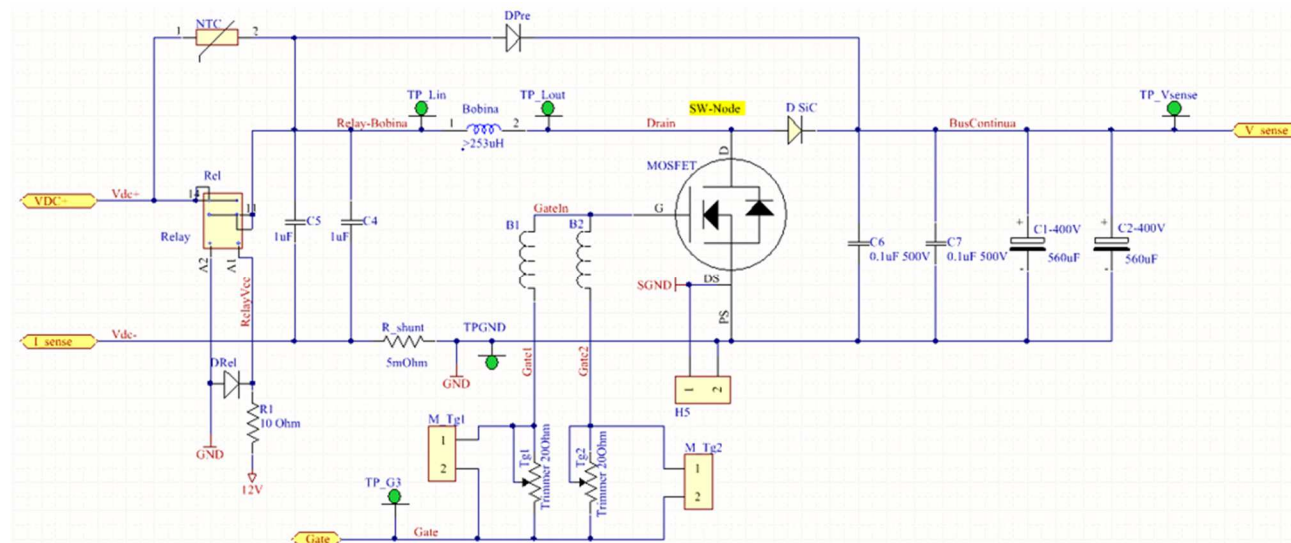


Figura 3.41. Convertidor de clase 4 o DC/DC.

3.4.4. Corrector del factor de potencia

En la Sección 3.2.5, se describió la configuración de cada pin del controlador PFC. Los extras que se añaden al diseño (Figura 3.42) son:

- Capacitores en paralelo a las resistencias y elementos que requieren una señal limpia como lo son "Trim1", "R17+R17B", "R15 con R16", "R10+R10B", además de los capacitores que deben permanecer lo más cercanos a los integrados, tanto *Driver* como PFC; estos son:
 - Driver*: C11, C12, C13.
 - PFC: C17.
- Un diodo en inversa desde "Isense-in" hasta "GND", para evitar un cortocircuito directo. Anteriormente en la Figura 3.41, se observa que el único corto circuito realizado, es con el resistor Shunt (5mOhm) entre GND y la salida del puente rectificador.

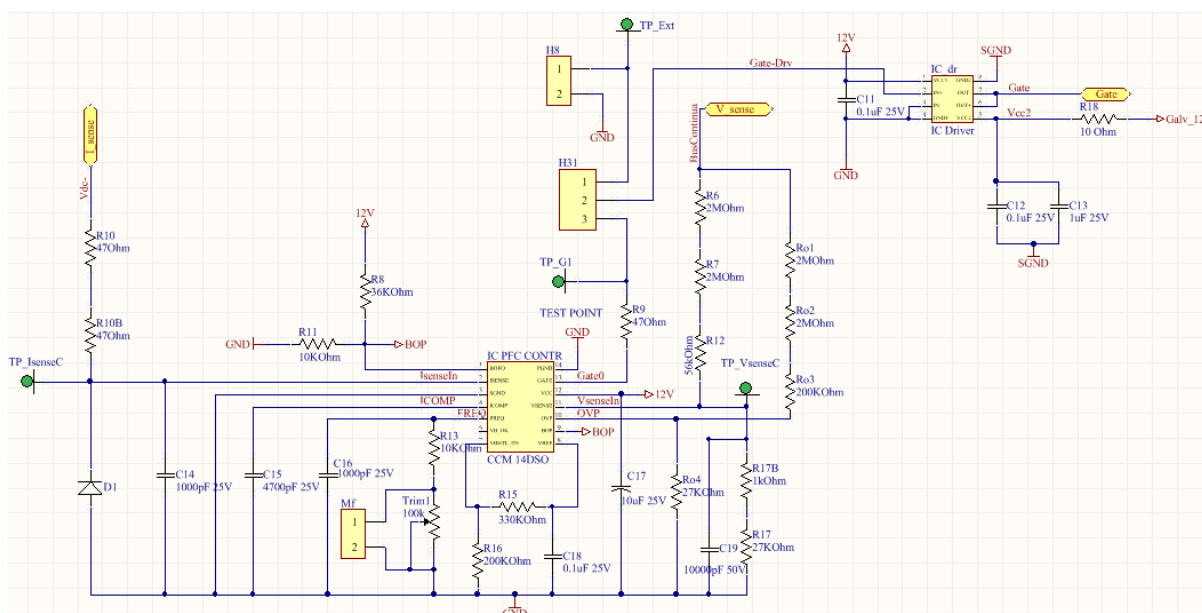


Figura 3.42. Controlador del corrector de factor de potencia o PFC.

3.4.5. Carga resistiva de potencia en corriente continua

Finalmente, la etapa de la carga en corriente continua consiste en un filtro de capacitores Y, un Inductor CMC de la Figura 3.32, una red R-LED para proporcionar la señal de voltaje proporcional al de elevación o V_{out} y un capacitor X para reducir el rizado de voltaje.

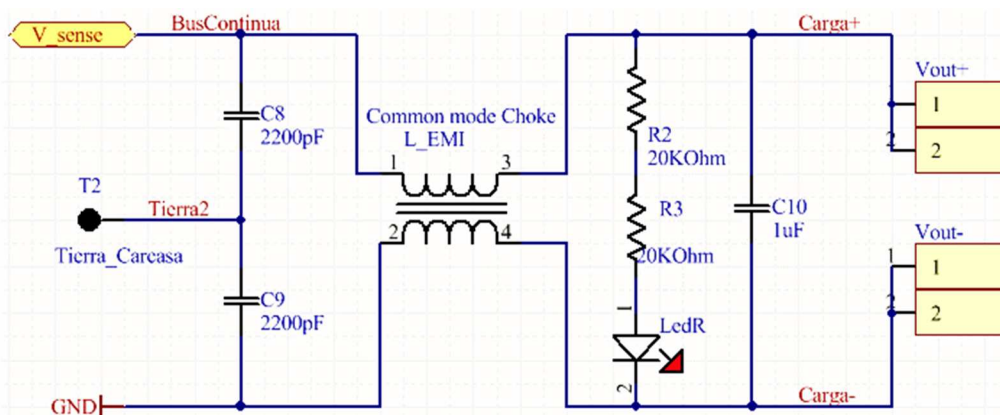


Figura 3.43. Carga de potencia con el filtro de ruido común y diferencial.

3.5. Diseño del circuito impreso para el convertidor

El proceso de esquemático a PCB consiste en la verificación de errores en el esquemático de forma que el circuito se compile correctamente. Por otra parte, el arreglo de elementos en el PCB depende de la distribución térmica del circuito [21], [26]-[27]; su conexión o ruteado debe seguir todas las reglas analizadas para este concepto, además del conjunto de reglas extraídas para cada elemento (otorgadas por el fabricante en notas de aplicación **e.g.** para el PFC [9], Driver [21], *Mosfet* [28]-[30], entre otros) y las reglas por parte del fabricante de PCBs para un diseño eficiente en cuanto al ancho, largo y grosor de pistas o planos, diámetros de agujeros y pads, separación de elementos que generan EMI y demás [31].

Aunque no se realiza un diseño eficiente en cuanto al tamaño del PCB (14.2x16.3), si se lo hace resistente a cortocircuitos, altas temperaturas y funcionamiento de potencia con reglas en el nodo de conmutación (Figura 3.44) recomendadas por [32].

Adicionalmente se puede ejecutar un DCR (*Design Rule Check*) que permite imprimir todos los errores que no se identifiquen con el conjunto de reglas creadas para el PCB, de esa forma, se evita caer en errores de impresión ya sea en la capa superior, inferior o capas de serigrafía, antisolder, mecánica, etc.

El resultado de un análisis completo del diseño PCB-3D en Altium, concluye en la Figura 3.44 y en el Capítulo 4, donde se exponen las imágenes del circuito impreso y pruebas experimentales.

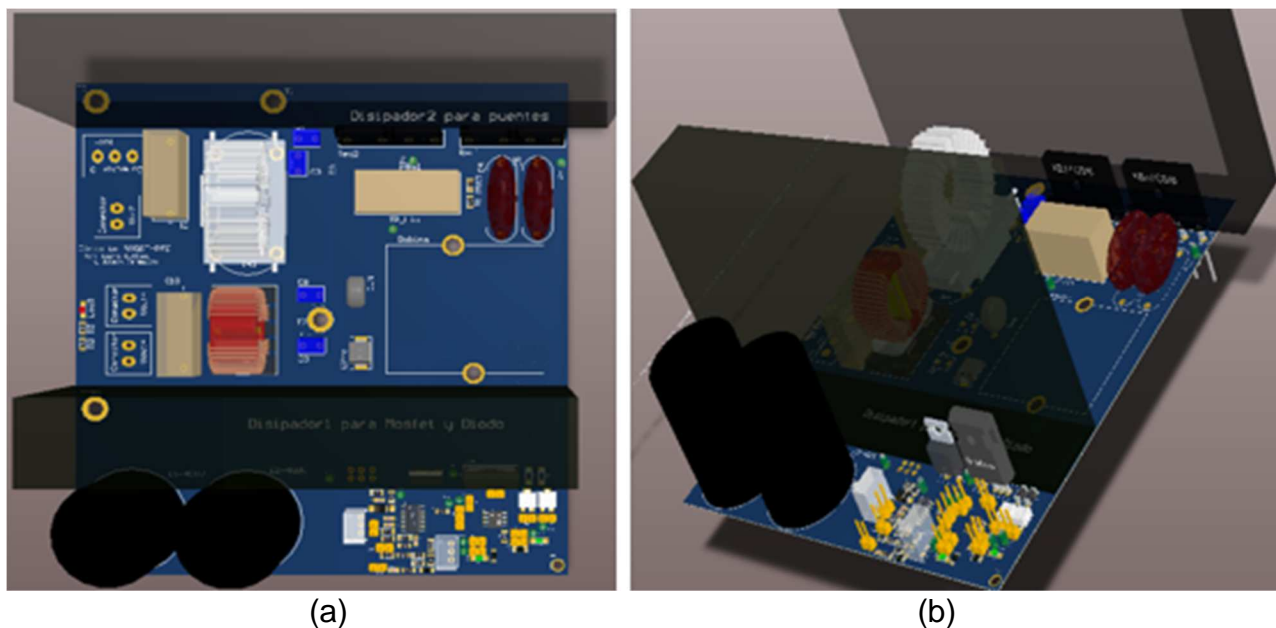


Figura 3.44. Perspectiva del PCB-3D en Altium de la (a) vista superior y (b) vista isométrica.

Capítulo 4

Construcción del convertidor de potencia *Boost-PFC*, pruebas experimentales y análisis de resultados

4.1. Introducción

Una vez desarrollado el análisis del diseño teórico, se complementa con el diseño experimental usando un prototipo funcional que cumple con los parámetros de potencia nominal, eficiencia y factor de potencia.

Así, se detallan las etapas de elaboración del PCB, montaje de componentes, protocolo de pruebas experimentales y el análisis de los resultados obtenidos a distintas potencias.

4.2. Construcción del convertidor de potencia *Boost-PFC*

Para un diseño PCB, se consideran recomendaciones técnicas como la ubicación, separación, orientación y adaptación de los componentes en base a lo indicado en la Sección 3.5. Para lograr una placa funcional y confiable, las pistas de cobre son de 0.7 mm de grosor, de forma que se garantiza grandes flujos de corriente (Figura 4.1) y una impedancia reducida. El proceso de montaje de componentes, se realiza en el siguiente orden:

1. En primer lugar los componentes de menor tamaño hasta los de mayor tamaño en el circuito de control (Figura 4.2a).
2. Montaje de componentes del área de potencia (Figura 4.2b).

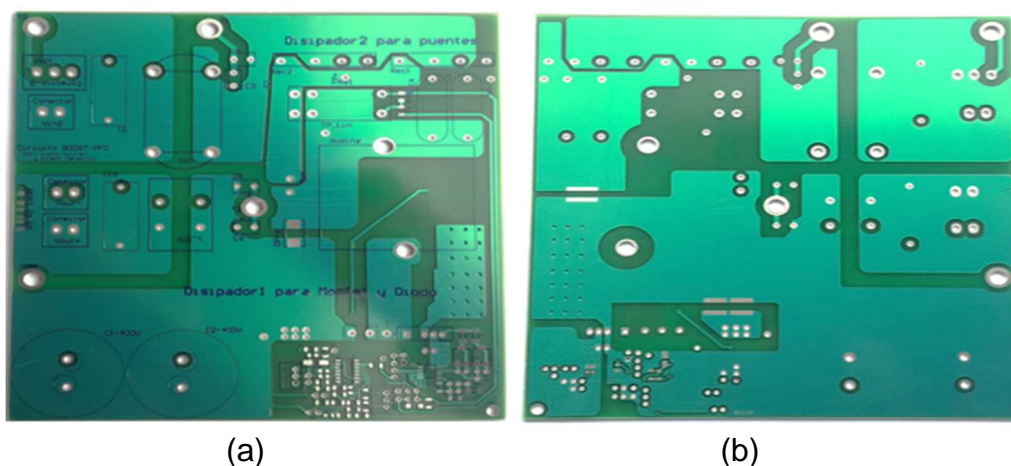


Figura 4.1. Vista del PCB desde (a) la capa superior y (b) la capa inferior.

3. Montaje de los disipadores para el *Mosfet*, diodo *Boost* y los puentes rectificadores (Anexo A).

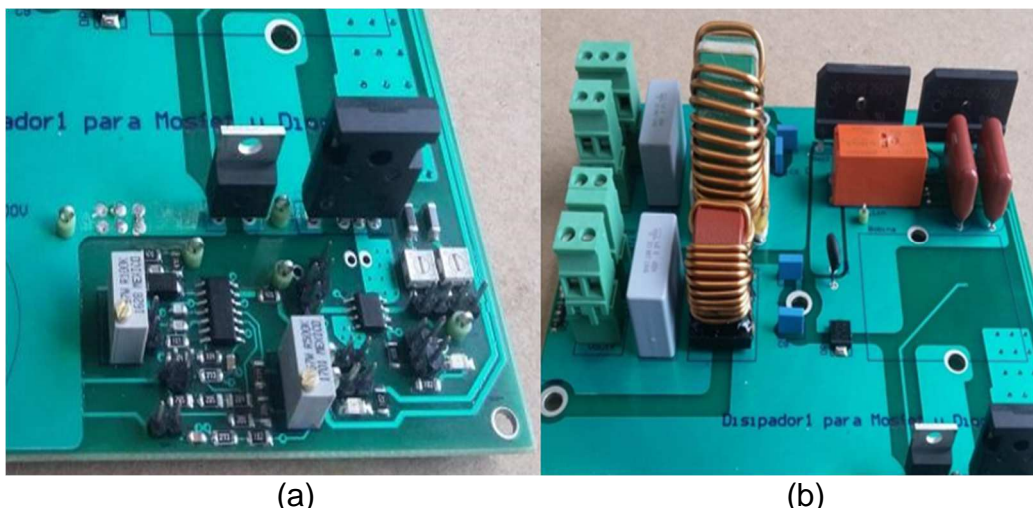


Figura 4.2. Montaje y soldadura de los componentes en las áreas del (a) del PFC y circuito de control (b) y de componentes de potencia.

4.3. Pruebas de funcionamiento del prototipo

En el protocolo de pruebas del convertidor *Boost*-PFC, se adquieren datos que comprueban el funcionamiento de cada clase del convertidor. Para estas pruebas, se utilizan los siguientes equipos (Anexo B):

- Osciloscopio Tektronix DPO3054 de 500 MHz de cuatro canales.
- Sondas diferenciales Tektronix serie P5200.
- Sonda de corriente Tektronix serie TCP404XL.

Las sondas facilitan la adquisición de datos en el osciloscopio, debido a su aislamiento interno. Estas evitan cortocircuitos por diferencias de voltaje entre las tierras del convertidor y osciloscopio. Adicionalmente, el convertidor se prueba con una carga de potencia (Figura 7.5) con tres resistores (de potencia nominal igual a 7500W cada uno) de 300Ω en serie, conectado a las borneras del bus de continua.

4.3.1. Prueba de funcionamiento sin corrector del factor de potencia

En la primera prueba de funcionamiento se ajusta el valor de la carga a 800Ω y se verifica el funcionamiento del convertidor AC/DC, sin activar el PFC y el *Mosfet*.

Se capturan las formas de onda de voltaje y corriente de entrada (Figura 4.3), de salida (Figura 4.4), desfase (Figura 4.5), el espectro de frecuencias de voltaje y corriente de entrada (Figuras 4.6-4.7).

En función de estas Figuras, se calcula la potencia de entrada y salida, el ángulo de desplazamiento, THD_v (THD para voltaje) y THD_i (THD para corriente).

La potencia promedio está definida por la Ecuación 1.1. Por lo tanto, para calcular la potencia de entrada y salida se utilizan las siguientes Ecuaciones.

$$P_{in_{prom}} = V_{in-ac_{rms}} I_{in-ac_{rms}}$$

$$P_{out_{prom}} = V_{out-dc_{rms}} I_{out-dc_{rms}}$$

Con la Figura 4.3 y 4.4, se extraen los valores de voltajes y corrientes de entrada y salida, para obtener los siguientes resultados:

$$P_{in} = 77.50 \text{ W}$$

$$P_{out} = 13.66 \text{ W}$$

Usando estos últimos valores, se calcula la eficiencia del convertidor de potencia con la Ecuación 2.6, esto es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$$

$$\eta = 17.62 \%$$

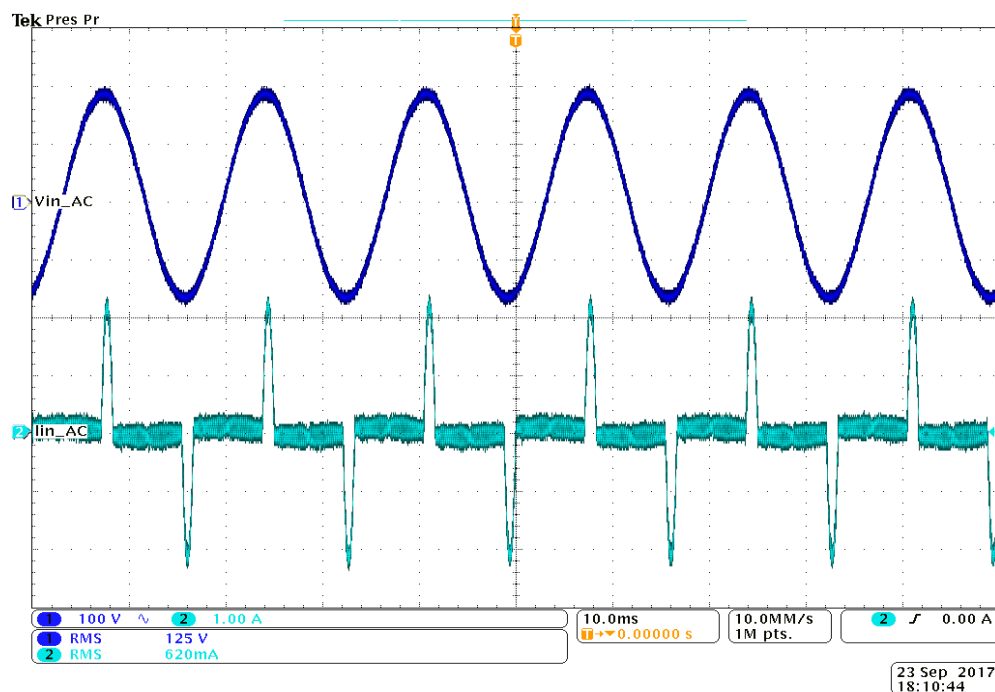


Figura 4.3. Voltaje y corriente de entrada para una potencia de 800Ω sin PFC.

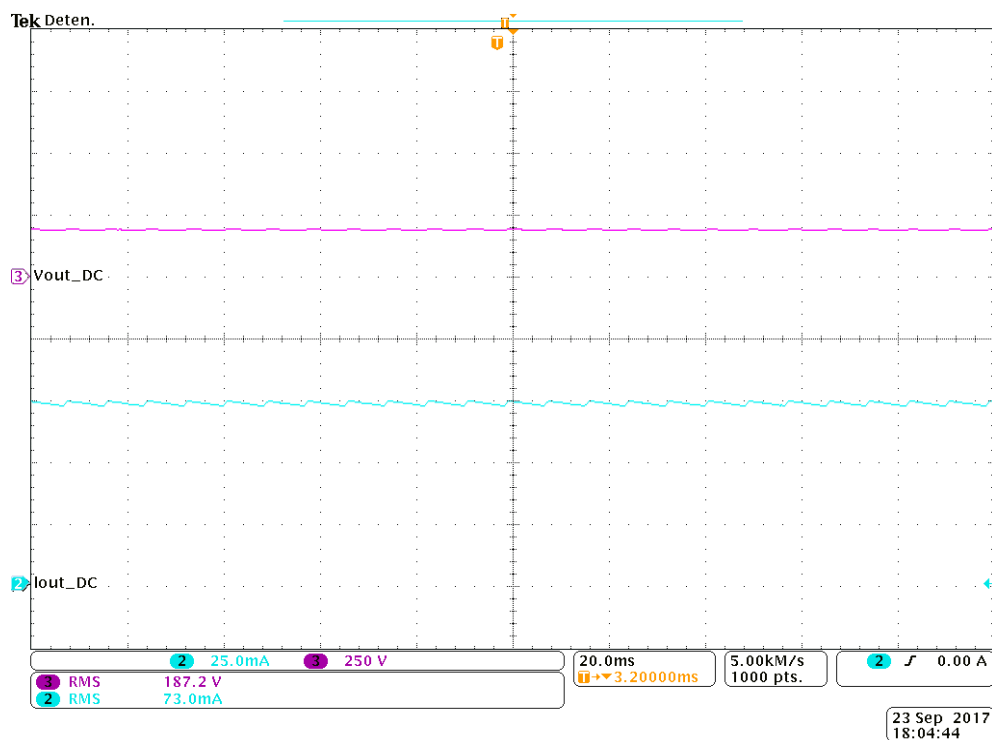


Figura 4.4. Voltaje y corriente de salida para una potencia de 800Ω sin PFC.

Las Figura 4.5 y 4.6, presentan las amplitudes de los armónicos impares tanto para la forma de onda de voltaje como de corriente. Estos valores se resumen en la Tabla 1.4. Con estos es posible calcular las distorsiones THD_v y THD_i , utilizando la Ecuación 1.4.

| Frecuencia | $f1$ | $f3$ | $f5$ | $f7$ | $f9$ | $f11$ | $f13$ | $f15$ |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Voltaje | 125 | 0.372 | 0.828 | 0.131 | 0.043 | 0.406 | 0.163 | 0.021 |
| Corriente | 0.299 | 0.289 | 0.266 | 0.230 | 0.188 | 0.143 | 0.099 | 0.054 |

Tabla 4.1. Armónicos de la onda de voltaje y corriente de entrada AC.

$$THD_v = \sqrt{\frac{(f3)^2 + (f5)^2 + (f7)^2 + (f9)^2 + (f11)^2 + (f13)^2 + (f15)^2}{(f1)^2}} * 100\%$$

$$THD_i = \sqrt{\frac{(f3)^2 + (f5)^2 + (f7)^2 + (f9)^2 + (f11)^2 + (f13)^2 + (f15)^2}{(f1)^2}} * 100\%$$

El cálculo de la THD_v , utilizando la Tabla 4.1 es:

$$THD_v = 0.8138 \%$$

Y la THD_i :

$$THDi(\%) = 175.61 \%$$

Finalmente se calcula el PF con la Ecuación 1.5,

$$PF = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THDi^2}}$$

Donde φ es el ángulo de desplazamiento entre la corriente y el voltaje AC.

La Figura 4.7, indica que el tiempo de desplazamiento entre las formas de onda de voltaje y corriente AC es aproximadamente cero, implicando un desfase de cero grados. Así, el factor de potencia es:

$$PF = 0.4948$$

Este último valor indica un factor de potencia muy bajo, implicando una gran cantidad de potencia desaprovechada (alrededor del 80%).

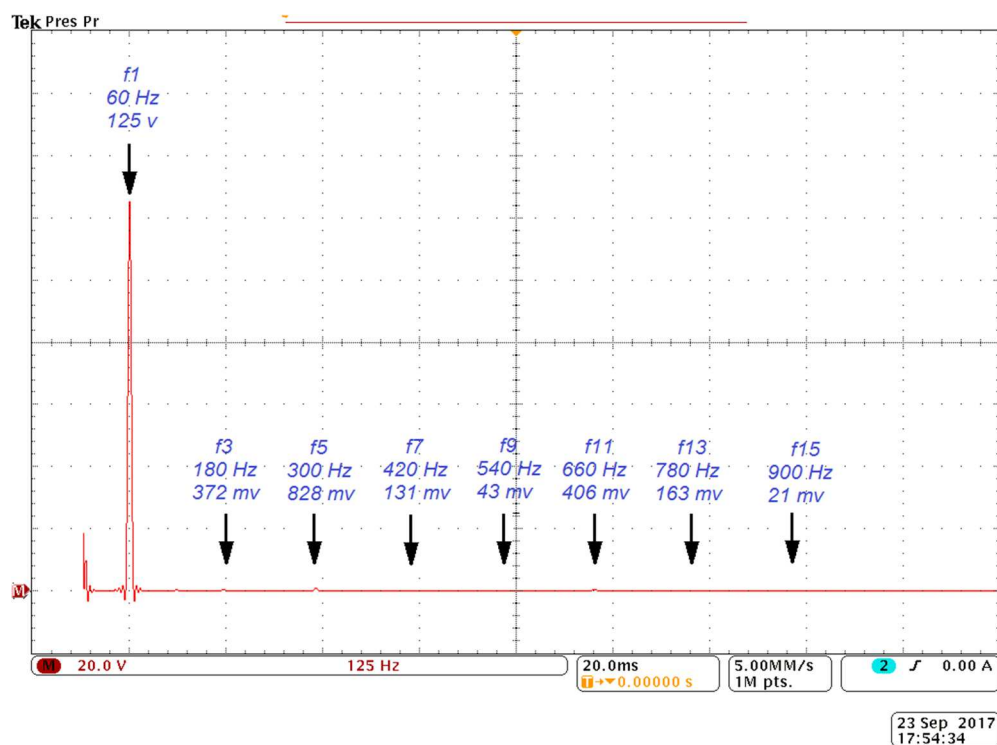


Figura 4.5. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de voltaje de entrada AC sin PFC.

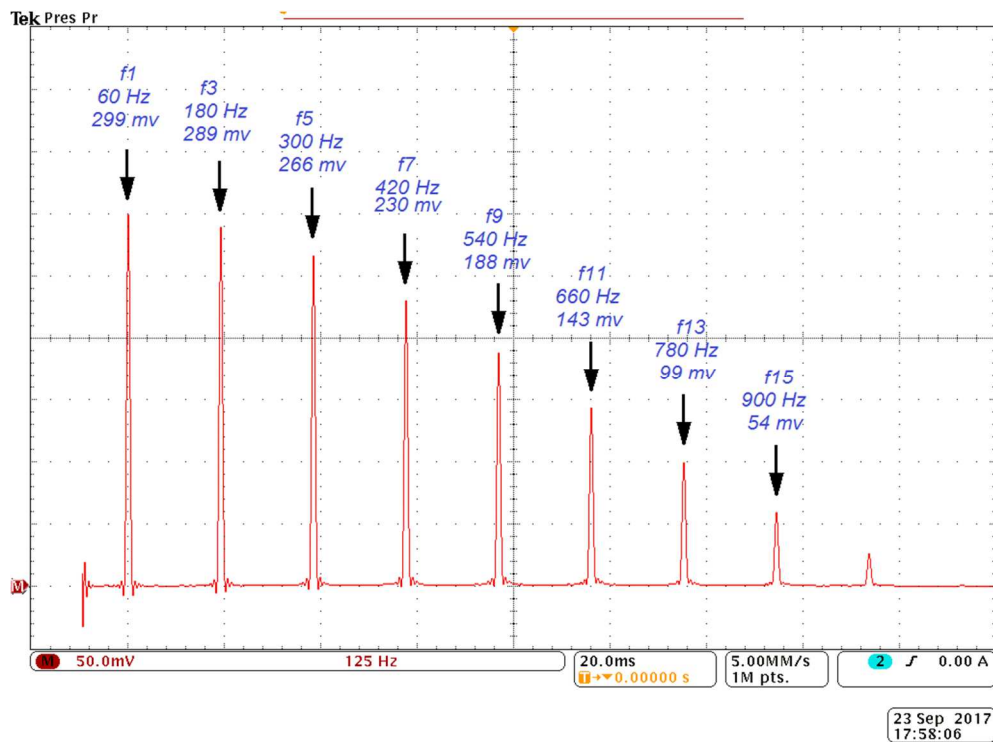


Figura 4.6. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de corriente de entrada AC sin PFC.

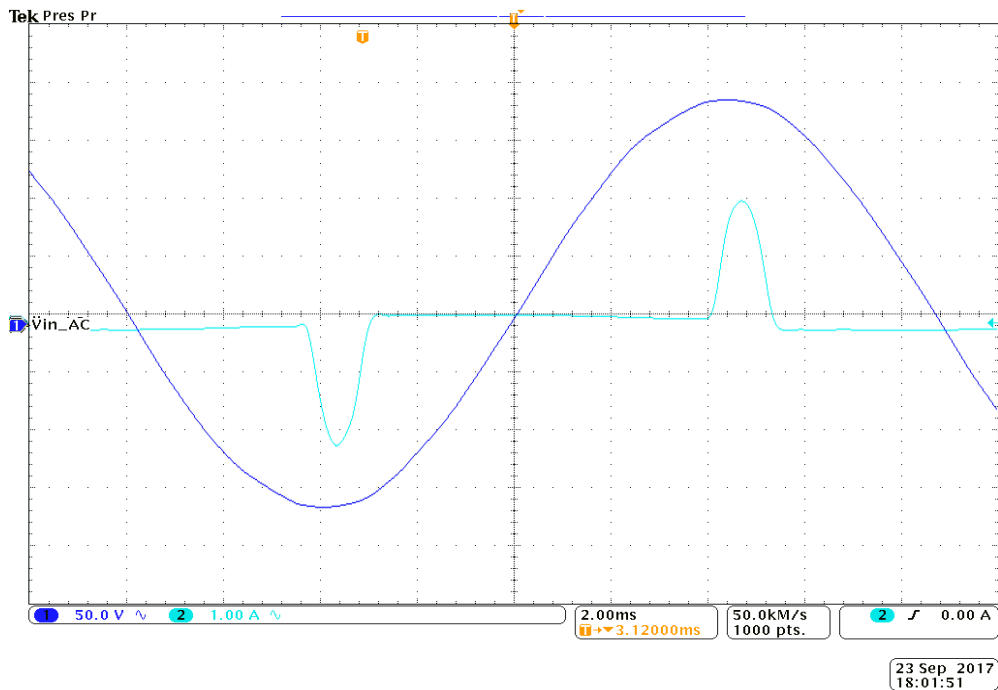


Figura 4.7. Desplazamiento entre la corriente y el voltaje de entrada AC, para una carga de 800Ω sin PFC.

4.3.2. Prueba de funcionamiento con corrector del factor de potencia

En la segunda prueba de funcionamiento, se ajusta el valor de la carga a 800Ω y se verifica el funcionamiento del convertidor *Boost-PFC*. Es decir, se enciende el corrector de factor de potencia conjuntamente con el resto del circuito de control, verificando el funcionamiento del convertidor de potencia. Además, se agregan las capturas de voltaje y corriente del inductor. Posteriormente se calcula la potencia de entrada y salida, eficiencia y el factor de potencia.

Primero se extraen los valores RMS de las Figuras 4.8 y 4.9 para calcular la potencia de entrada y salida, utilizando la Ecuación 1.1. El resultado es:

$$P_{in} = 176.25 \text{ W}$$

$$P_{out} = 171.19 \text{ W}$$

Ahora, se calcula la eficiencia de esta prueba con la Ecuación 2.6:

$$\eta = 97.13 \%$$

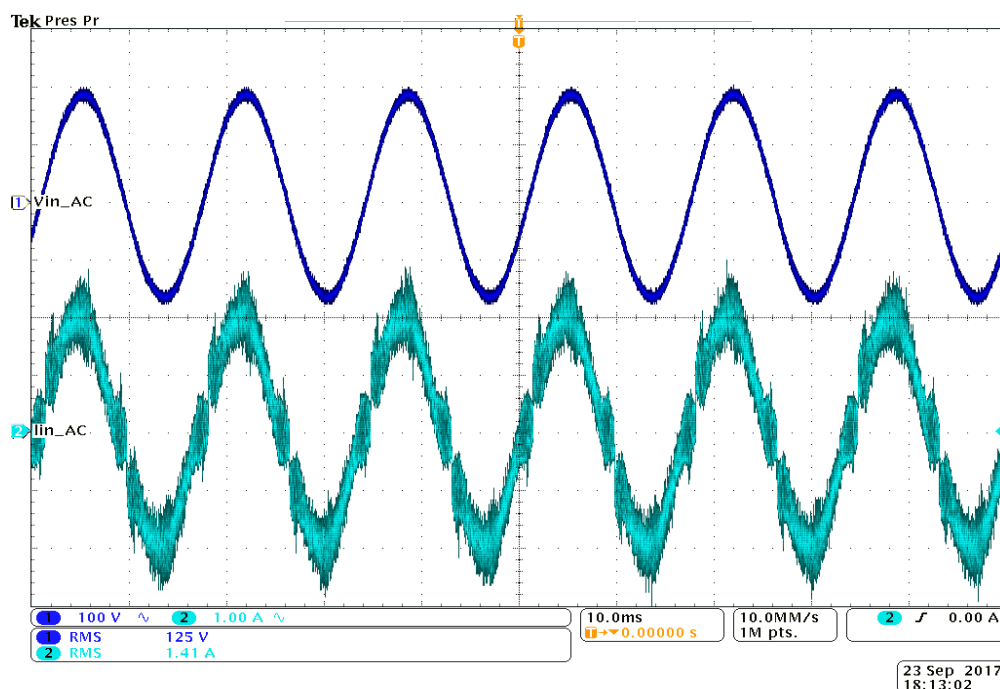


Figura 4.8. Voltaje y corriente de entrada para una carga de 800Ω con PFC activo.

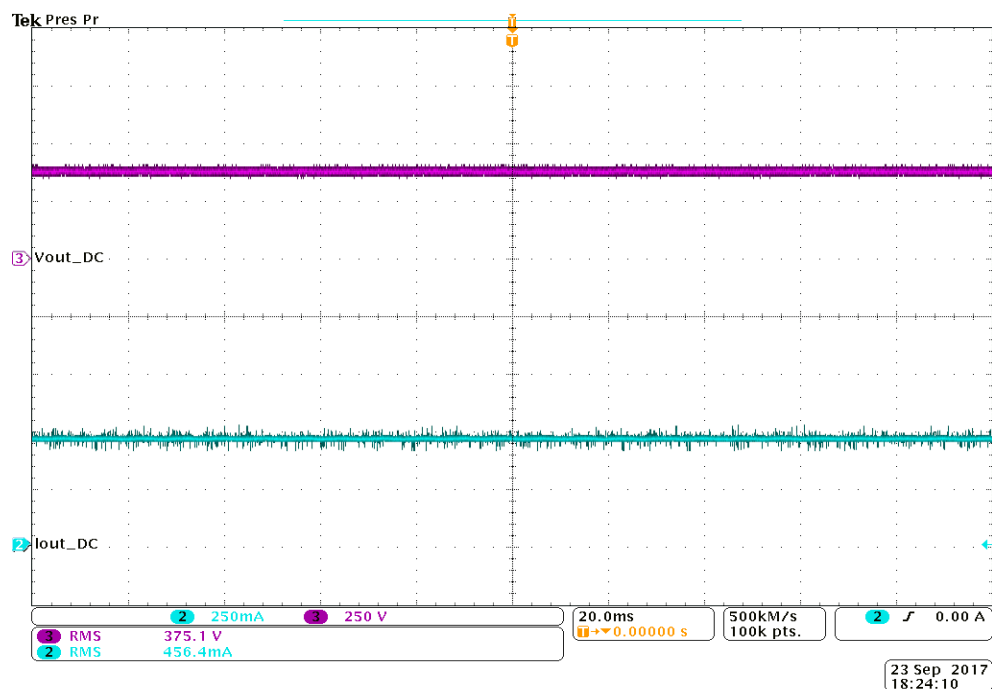


Figura 4.9. Voltaje y corriente de salida para una carga de 800Ω con PFC activo

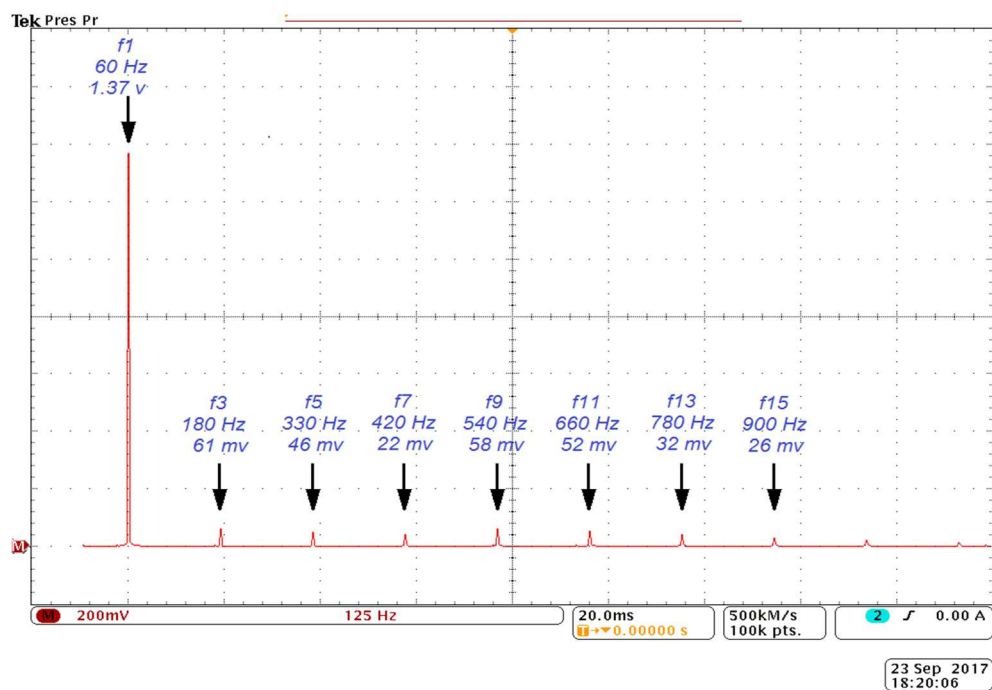


Figura 4.11. Espectro de frecuencias con armónicos impares, para la forma de onda de corriente de entrada AC con PFC activo.

Se extrae el espectro de frecuencias de la forma de onda de corriente, y para el voltaje se tiene de referencia el espectro de la Figura 4.5.

Las amplitudes de los armónicos de la Figura 4.11, se resumen en la Tabla 4.2. En base a estos valores se calcula la THD_i , utilizando la Ecuación 1.4:

| Frecuencia | f1 | f3 | f5 | f7 | f9 | f11 | f13 | f15 |
|------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Voltaje | 1.37 | 0.061 | 0.046 | 0.022 | 0.058 | 0.052 | 0.032 | 0.026 |

Tabla 4.2. Armónicos de la onda de corriente AC con PFC.

$$THD_i(\%) = 8.66 \%$$

En la Figura 4.10, se determina un desplazamiento de tiempo entre la forma de onda de voltaje y corriente de entrada AC de $540 \mu s$. Para convertir el desplazamiento de segundos a radianes, se utiliza la Ecuación 4.1 o la Ecuación 4.2 a grados.

$$\varphi = 2\pi * f_{60Hz} * t_{gap} \quad (4.1)$$

$$\varphi = \frac{360^\circ * t_{gap}}{0.01666sg} \quad (4.2)$$

El resultado de $\cos(\varphi)$ es:

$$\cos(11.67^\circ) = 0.9793$$

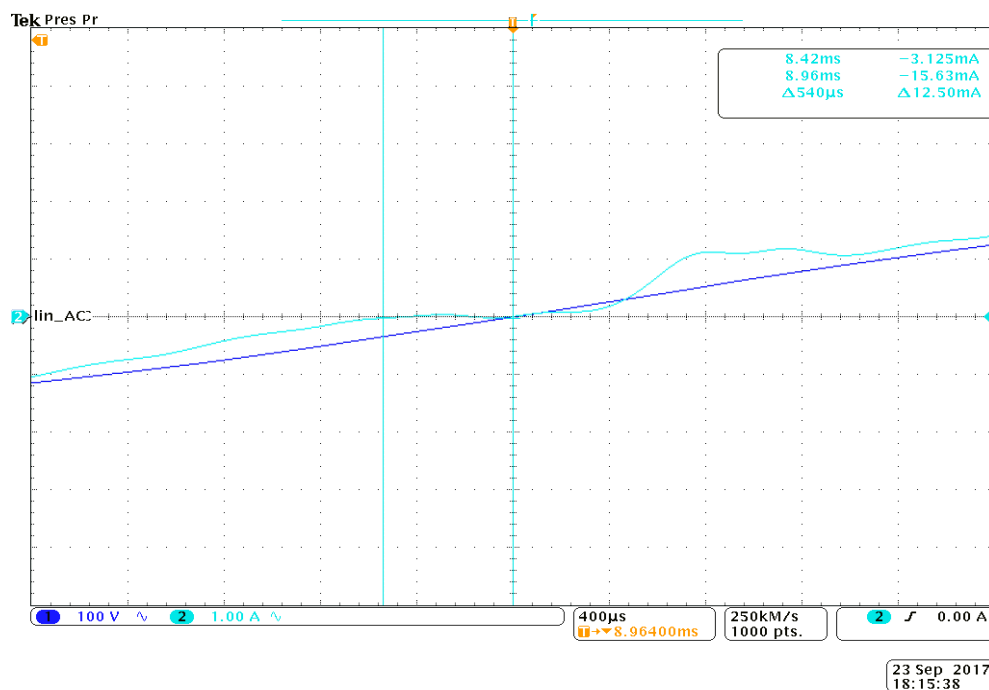


Figura 4.10. Desplazamiento entre la voltaje y corriente de entrada AC, para una carga de 800Ω con PFC activo.

Una vez determinado la THD_i y $\cos(\varphi)$, se calcula factor de potencia con la Ecuación 1.5. El resultado es:

$$PF = 0.9756$$

En la Figura 4.12 se presenta la forma de onda de voltaje y corriente del inductor, donde se determina que a una potencia de salida de 170W, la corriente del inductor aún no trabaja en CCM.

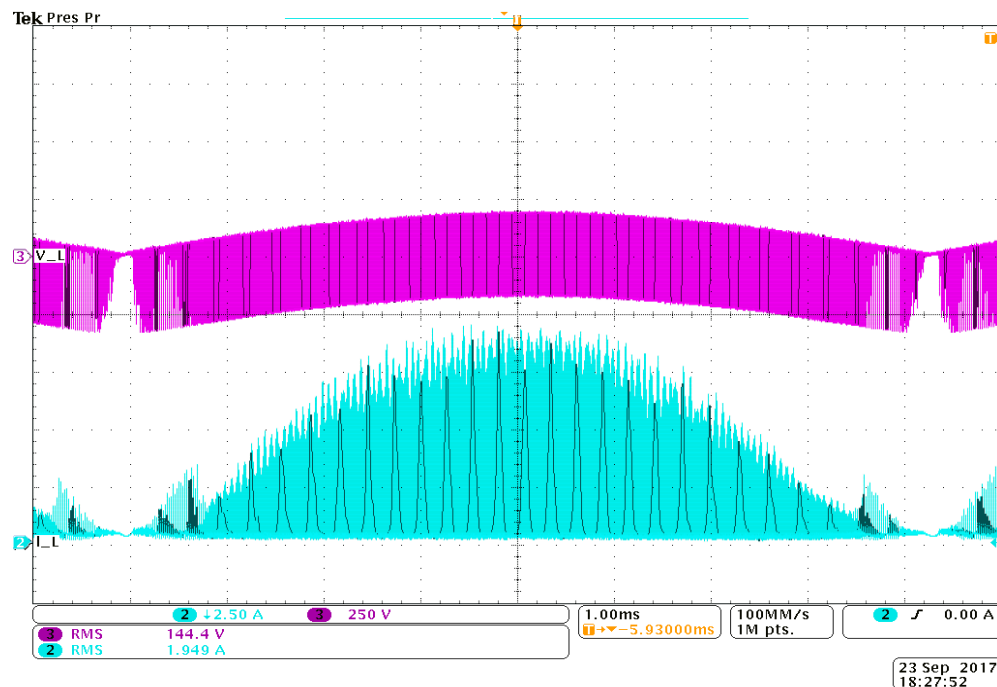


Figura 4.12. Voltaje y corriente en el inductor para una carga de 800 Ω con PFC activo.

Los resultados de esta prueba indican un PF cercano a la unidad. Esto refleja pocas pérdidas de potencia, de manera que se tiene una mayor eficiencia en el convertidor *Boost*-PFC. La pérdida de potencia es de 5W, aproximadamente un 3% de la potencia de entrada.

4.3.3. Prueba de funcionamiento con corrector del factor de potencia, a potencia nominal

En la tercera prueba de funcionamiento, se ajusta el valor de la carga a 109 Ω para obtener la potencia nominal. Se sigue el mismo procedimiento de la prueba anterior y se calculan además, los mismos parámetros.

Utilizando los valores mostrados en las Figuras 4.13 y 4.14, se calcula la potencia de entrada y salida, además de la eficiencia:

$$P_{in} = 1342 \text{ W}$$

$$P_{out} = 1282.16 \text{ W}$$

$$\eta = 95.55\%,$$

Lo que significa una pérdida de potencia de aproximadamente un 5%.

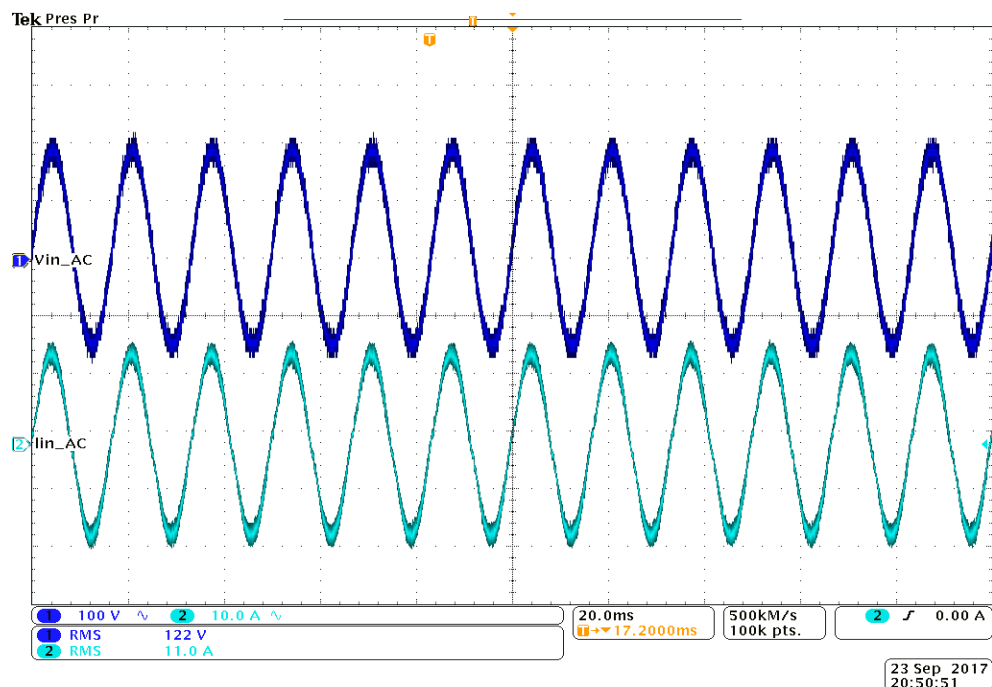


Figura 4.13. Voltaje y corriente de entrada a potencia nominal.

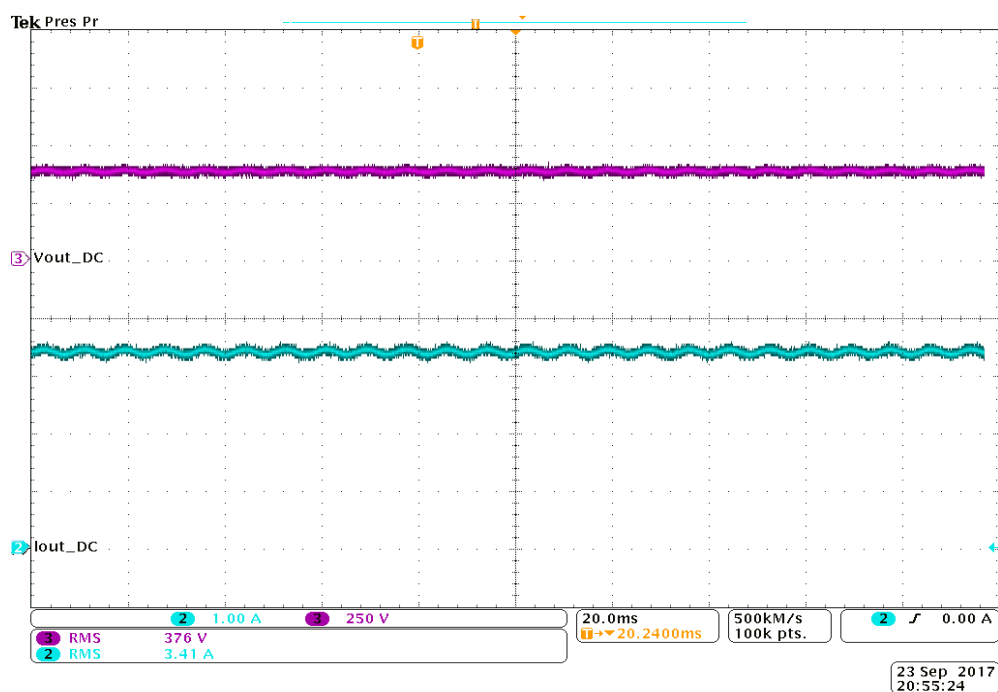


Figura 4.14. Voltaje y corriente de salida a potencia nominal.

Las amplitudes de los armónicos extraídos de la Figura 4.15, se resumen en la Tabla 4.3. En base a estos valores se calcula la THD_i :

| | | | | | | | | |
|------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Frecuencia | f1 | f3 | f5 | f7 | f9 | f11 | f13 | f15 |
| Voltaje | 10.9 | 0.345 | 0.175 | 0.076 | 0.042 | 0.025 | 0.019 | 0.032 |

Tabla 4.3. Armónicos de la onda de corriente AC a potencia nominal.

$$THD_i = 3.66 \%$$

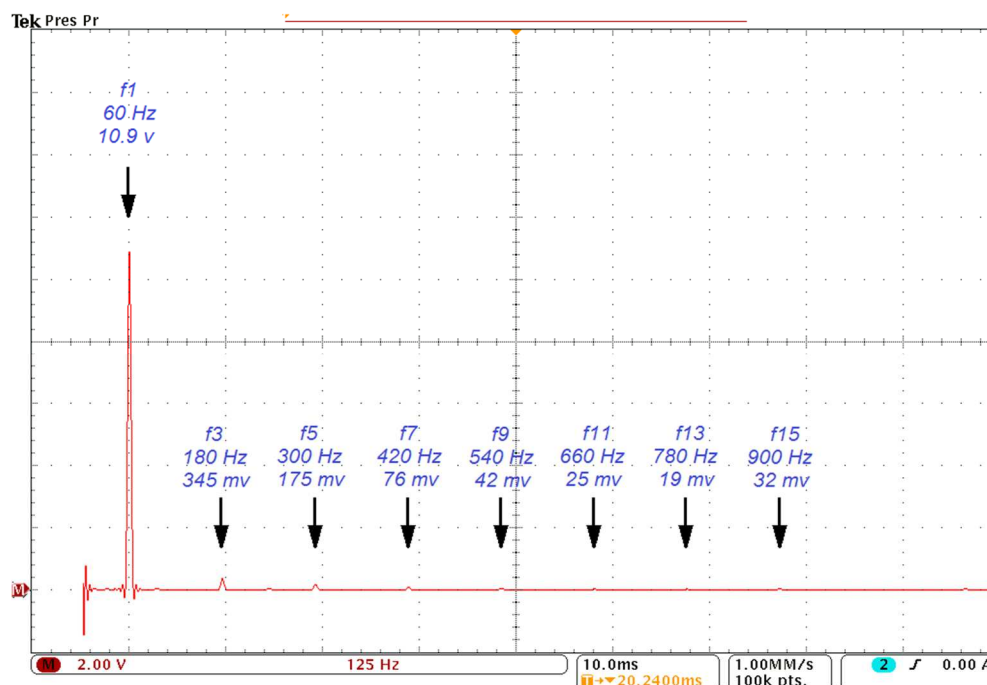


Figura 4.15. Armónicos de la onda de corriente de entrada AC con PFC activo.

En la Figura 4.16, se observa un desplazamiento de $204 \mu s$ entre la forma de onda de voltaje y corriente de entrada AC. Utilizando la Ecuación 4.2, se obtiene el $\cos(\varphi)$:

$$\cos(4.41^\circ) = 0.997$$

Finalmente, utilizando la Ecuación 1.5, se calcula el PF, cuyo resultado es:

$$PF = 0.9963$$

La Figura 4.17 indica una corriente del inductor pico a pico de 35 amperios, lo que demuestra que el convertidor puede trabajar a mayor potencia antes que el inductor se sature por limitación de corriente debido al resistor Shunt. En la Ecuación 3.45, se determina que esta resistencia debe ser menor a $11.5 m\Omega$, aunque en el diseño de la Figura 3.41, se construye con una de $5 m\Omega$. Esto entrega un valor de corriente máxima de:

$$I_{max} = \frac{0.2V}{0.005\Omega} = 40A$$

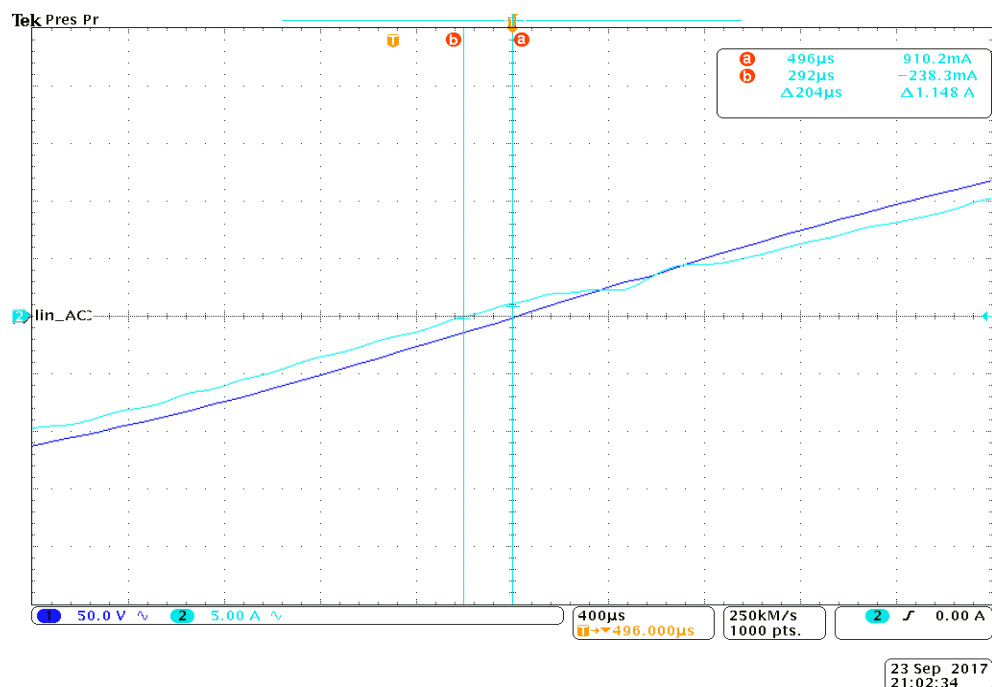


Figura 4.16. Desplazamiento entre la onda de voltaje y corriente de entrada a potencia nominal.

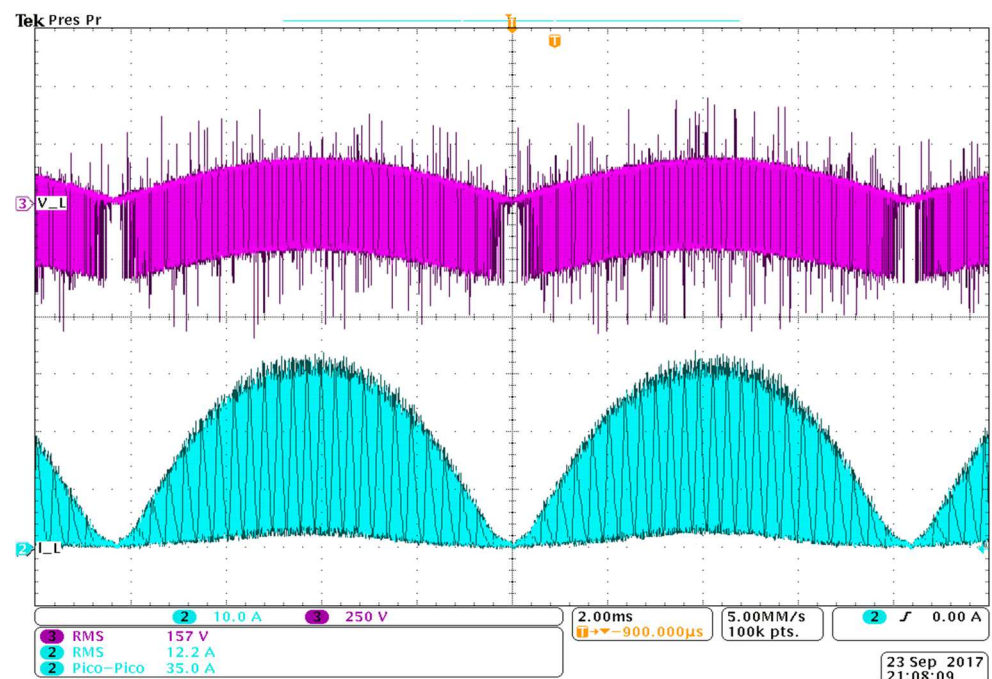


Figura 4.17. Voltaje y corriente en el inductor a potencia nominal.

Se determina que el convertidor *Boost*-PFC opera a potencia nominal con un modo CCM con alto rizado de corriente. A pesar de esto, el factor de potencia es aproximado a la unidad y posee pérdidas de potencia del 5%.

La razón del alto rizado de corriente es la limitación del flujo de voltaje y corriente en el *Mosfet*, debido a su configuración de control tipo compuerta. Este control ayuda a realizar un manejo del convertidor seguro, de forma que se protejan los elementos del circuito, modificando la resistencia de compuerta desde un rango de 8Ω a 20Ω .

El otro mecanismo de control es el ZVS (*Zero Voltage Switching*), que elimina las pérdidas por apagado del *Mosfet* y permite flujos de voltaje y corrientes mayores, de forma que el rizado de corriente del inductor y su tamaño físico se vuelven menores. Pero el control lo asumen las capacitancias parasitas de entrada y salida, generadas por los materiales internos del *Mosfet* a medida que la resistencia de compuerta se reduce de 8Ω a 3.3Ω .

4.3.4. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente a potencia nominal

Para la cuarta prueba de funcionamiento, se extrae la forma de onda del voltaje *Drain-Source*. En esta se observa el voltaje máximo que opera el *Mosfet* a potencia nominal. El cual, según la Figura 4.18, es 774 V . Según las especificaciones del fabricante en [30], este valor no debe superar los 700 V (por el voltaje de ruptura) para una temperatura de juntura de 150° .

Las especulaciones de que el *Mosfet* pueda operar a tan altos valores son:

- La resistencia de compuerta posee un valor de 10Ω , lo que implica menos flujo de voltaje y corriente e incide directamente sobre el material y vida útil del dispositivo.
- La temperatura del *Mosfet* a potencia nominal no alcanza los 100° , por lo que el material sigue siendo resistente. Esto es una consecuencia directa de la especulación anterior, debido a la relación directa proporcional que la corriente tiene con la temperatura.

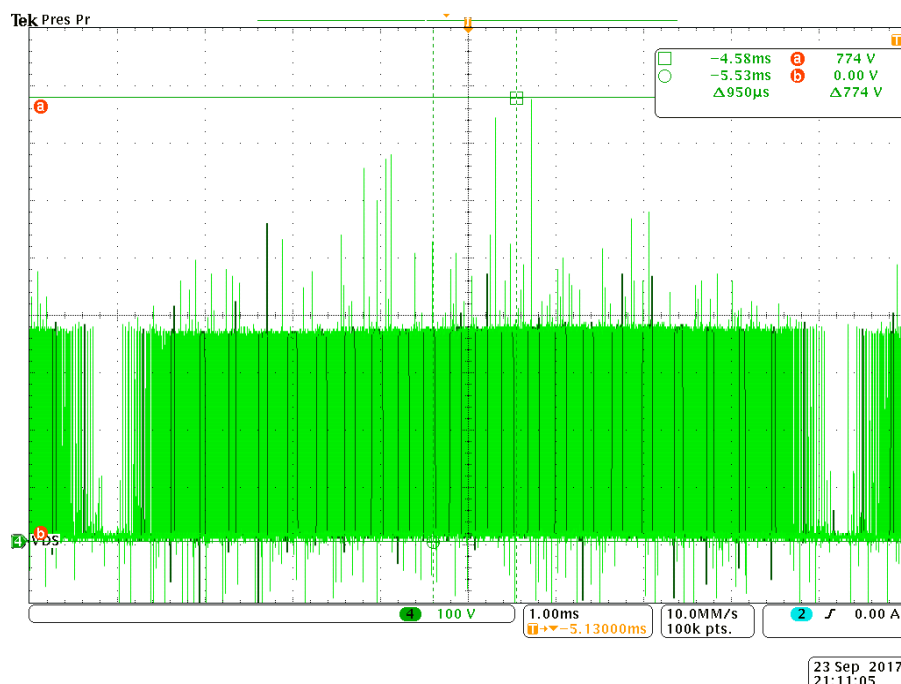


Figura 4.18. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente a potencia nominal.

Por último, la Figura 4.19 indica la diferencia de tiempo entre dos flancos de subida del voltaje *Drain-Source*. Este valor es aproximadamente $10.4\mu s$, que representa una frecuencia de conmutación de 96 KHz ; una frecuencia muy cercana a lo estipulado para el PFC, misma que se puede variar según el elemento “Trimm1” de la Figura 3.42.

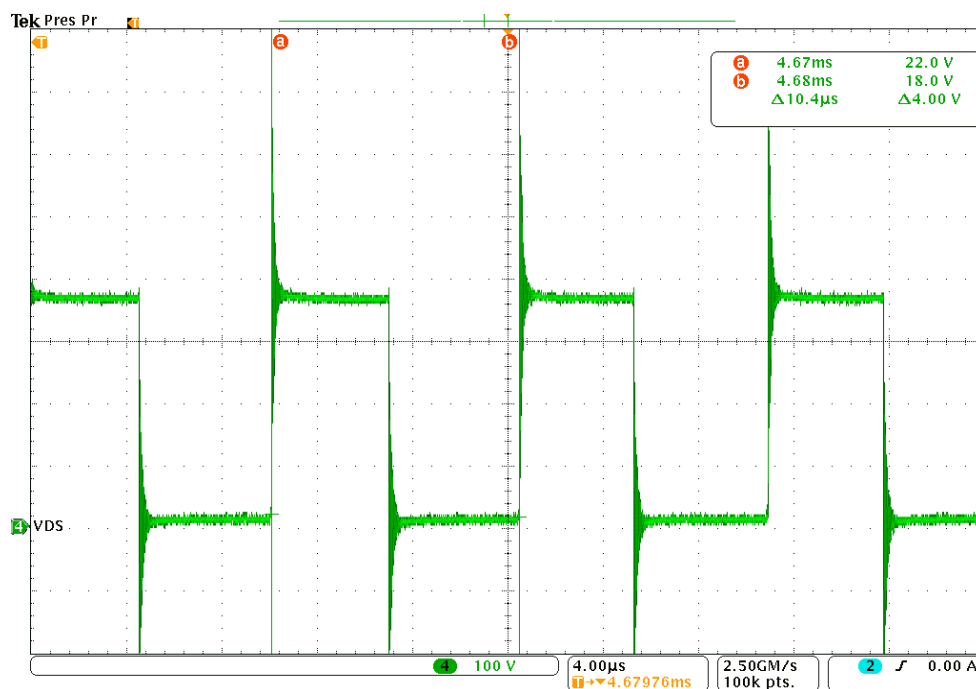


Figura 4.19. Ciclo de trabajo del voltaje Drain-Source.

4.4. Análisis de los valores experimentales respecto a los calculados

En esta Sección se analizan los resultados calculados en las pruebas experimentales a potencia nominal tales como eficiencia y PF. Estos se resumen en la Tabla 4.4, conjuntamente con los valores calculados en el Capítulo 3. Y, en las Tablas 4.6 a 4.8, se exponen los valores adquiridos en las pruebas experimentales a diferentes valores de potencia.

La Tabla 4.4, presenta diferencias poco significativas entre los resultados teóricos y los experimentales. Como el valor de la eficiencia, que es prácticamente la misma en los dos casos. Por lo tanto, se puede comprobar un funcionamiento adecuado para el prototipo del convertidor *Boost*-PFC a potencia nominal.

| | Teórico | Experimental |
|---------------------------|-----------|--------------|
| Potencia de entrada | 1237.11 W | 1342 W |
| Corriente de entrada | 10.90 A | 11 A |
| Voltaje de entrada | 110 V | 122 V |
| Potencia de salida | 1200 W | 1282 W |
| Corriente de salida | 3.15 A | 3.41 A |
| Voltaje de salida | 380 V | 378 V |
| Eficiencia | 95 % | 95.54 % |
| Frecuencia de conmutación | 1000 KHz | 96 KHz |

Tabla 4.4. Resultados experimentales y calculados a potencia nominal.

Otro detalle es que la potencia de entrada en los resultados experimentales de la Tabla 4.4, tiene una pérdida de 60W, que representa el 4.5% de su valor.

Según los cálculos del Capítulo 3, es posible determinar las pérdidas de potencia que genera cada componente del convertidor, mismas que se resumen en la Tabla 4.5.

| | |
|--|---------|
| Pérdidas de conducción del Inductor | 15.20 W |
| Pérdidas en el núcleo | 0.81 W |
| Pérdidas en el puente rectificador | 19.64 W |
| Pérdidas por conducción del <i>Mosfet</i> | 6.28 W |
| Pérdidas por conmutación del <i>Mosfet</i> | 11.98 W |
| Pérdidas del Diodo <i>Boost</i> | 5.16 W |
| Pérdidas de conmutación del Diodo <i>Boost</i> | 0.43 W |
| Pérdidas en el capacitor de salida | 7.21 W |
| PÉRDIDA TOTAL | 66.28 W |

Tabla 4.5. Pérdidas generadas en los diferentes componentes del convertidor *Boost* a potencia nominal.

Ésta indica que existe una pérdida de potencia significativa de $66.28W$, en algunos componentes del convertidor *Boost-PFC* a potencia nominal. En la Figura 4.20 se representan estos valores en una gráfica pastel.

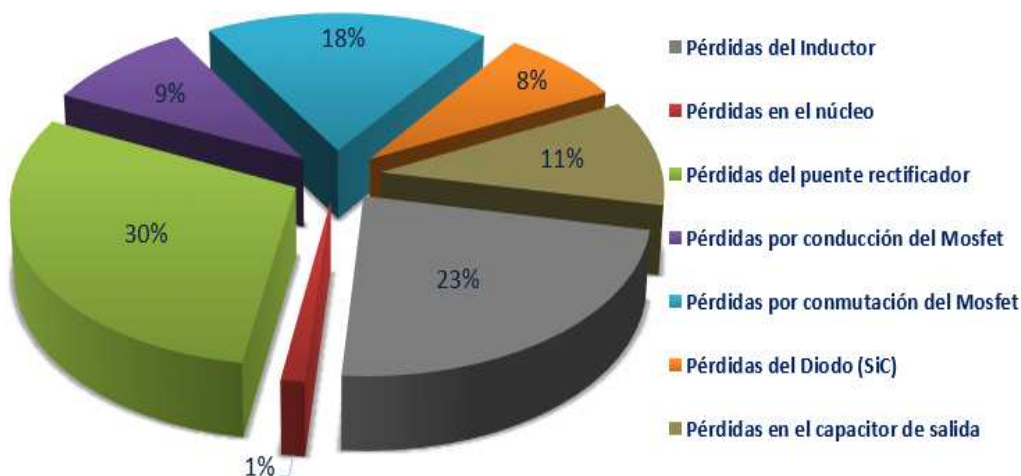


Figura 4.20 Pérdida de potencia total a potencia nominal.

El pastel de la Figura 4.20, muestra que la mayor parte del consumo de potencia están en componentes como el *Mosfet*, puentes rectificadores e inductor, mismos que están pegados (*Mosfet* y puentes) a disipadores de calor (Anexo A), para garantizar un flujo térmico adecuado.

4.4.1. Análisis de la eficiencia con respecto a la potencia de salida

La Tabla 4.6 contiene los resultados de las pruebas experimentales, en la que se observa la variación de la eficiencia con respecto a la potencia de salida del convertidor *Boost-PFC*. Cada valor de eficiencia está en función de una potencia de salida diferente. La tendencia de estos valores se presenta en la Figura 4.21, misma que tiene un comportamiento cuadrático y su valor máximo está en 99%, para una potencia de salida de $450W$. A medida que la potencia incrementa hasta su valor nominal, la eficiencia disminuye a 95.5%. Por lo tanto, el convertidor de potencia *Boost-PFC* cumple con el parámetro de eficiencia propuesto de 95%.

| CARGA SALIDA (Ω) | VALORES INICIALES | | | | Potencia de Entrada (W) | Potencia de Salida (W) | Eficiencia (%) |
|------------------------------|-------------------|------------|-------------|-------------|-------------------------|------------------------|----------------|
| | Vin_AC (V) | Iin_AC (A) | Vout_DC (V) | IOUT_DC (A) | | | |
| 800 | 125 | 1,41 | 375,1 | 0,4564 | 176,25 | 171,20 | 97,13 |
| 700 | 123,6 | 1,583 | 374,7 | 0,5128 | 195,66 | 192,15 | 98,20 |
| 600 | 122,7 | 1,883 | 374,8 | 0,6087 | 231,04 | 228,14 | 98,74 |
| 500 | 125 | 2,27 | 374 | 0,755 | 283,75 | 282,37 | 99,51 |
| 400 | 120 | 2,87 | 374 | 0,914 | 344,40 | 341,84 | 99,26 |
| 300 | 125 | 3,73 | 375 | 1,24 | 466,25 | 465,00 | 99,73 |
| 200 | 122 | 5,53 | 376 | 1,79 | 674,66 | 673,04 | 99,76 |
| 190 | 119 | 6,17 | 373 | 1,93 | 734,23 | 719,89 | 98,05 |
| 180 | 119 | 6,51 | 372,3 | 2,026 | 774,69 | 754,28 | 97,37 |
| 160 | 118 | 7,467 | 372,6 | 2,3 | 881,11 | 856,98 | 97,26 |
| 140 | 118 | 8,68 | 373 | 2,67 | 1024,24 | 995,91 | 97,23 |
| 122 | 118 | 9,67 | 373 | 2,98 | 1141,06 | 1111,54 | 97,41 |
| 100 | 122 | 11 | 376 | 3,41 | 1342,00 | 1282,16 | 95,54 |

Tabla 4.6. Potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia adquiridas en las pruebas experimentales a diferentes valores de potencia.

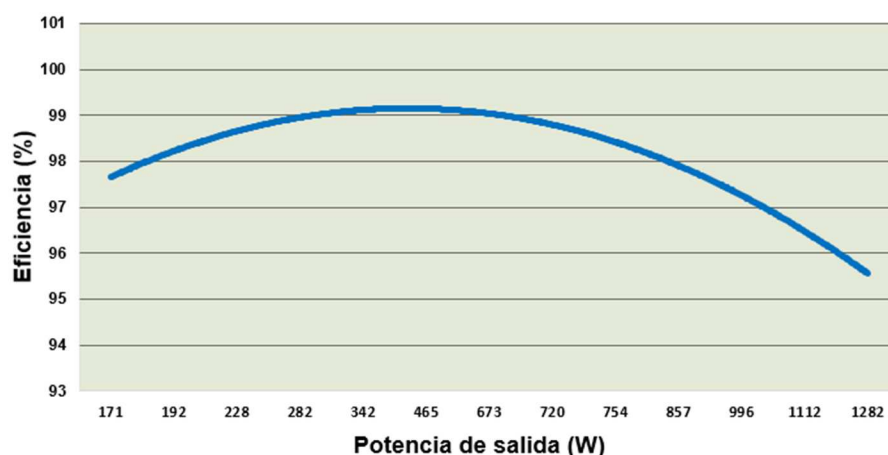


Figura 4.21 Tendencia entre la eficiencia y la potencia de salida del convertidor *Boost-PFC*.

4.4.2. Análisis de distorsión armónica total de la corriente

Así mismo, en la Tabla 4.7, se presentan los resultados de la THD_i para los mismos valores de potencia de la Tabla 4.6. Existe una gran diferencia numérica entre distorsión a potencia mínima y potencia nominal. La tendencia de estos valores se observa en la Figura 4.22.

| CARGA SALIDA (Ω) | Desplazamiento entre (I) y (V) | | THDi (%) | PF | Potencia de Salida (W) | Eficiencia (%) |
|------------------------------|--------------------------------|--------|----------|-------|------------------------|----------------|
| | Tiempo (seg) | Grados | | | | |
| 800 | 5,40E-04 | 11,67 | 8,66 | 0,976 | 171,20 | 97,13 |
| 700 | 4,08E-04 | 8,82 | 8,14 | 0,985 | 192,15 | 98,20 |
| 600 | 3,60E-04 | 7,78 | 7,53 | 0,988 | 228,14 | 98,74 |
| 500 | 3,00E-04 | 6,48 | 6,79 | 0,991 | 282,37 | 99,51 |
| 400 | 1,79E-04 | 3,87 | 6,06 | 0,996 | 341,84 | 99,26 |
| 300 | 1,79E-04 | 3,87 | 5,33 | 0,996 | 465,00 | 99,73 |
| 200 | 7,80E-05 | 1,69 | 4,35 | 0,999 | 673,04 | 99,76 |
| 190 | 1,63E-04 | 3,52 | 4,35 | 0,997 | 719,89 | 98,05 |
| 180 | 1,88E-04 | 4,06 | 4,62 | 0,996 | 754,28 | 97,37 |
| 160 | 1,56E-04 | 3,37 | 4,09 | 0,997 | 856,98 | 97,26 |
| 140 | 1,72E-04 | 3,72 | 4,33 | 0,997 | 995,91 | 97,23 |
| 122 | 1,48E-04 | 3,20 | 4,11 | 0,998 | 1111,54 | 97,41 |
| 100 | 2,04E-04 | 4,41 | 3,66 | 0,996 | 1282,16 | 95,54 |

Tabla 4.7. Distorsión armónica total de la forma de onda de corriente y factor de potencia adquiridos en las pruebas experimentales a diferentes valores de potencia.

| CARGA SALIDA (Ω) | Armónicos de la onda de corriente | | | | | | | | THDi (%) |
|------------------------------|-----------------------------------|----------|----------|----------|----------|---------|---------|---------|----------|
| | F1=60Hz | F3=180Hz | F5=300Hz | F7=420Hz | F9=540Hz | F11=660 | F13=780 | F15=900 | |
| 800 | 1,37 | 0,061 | 0,046 | 0,022 | 0,058 | 0,052 | 0,032 | 0,026 | 8,66 |
| 700 | 1,548 | 0,061 | 0,036 | 0,045 | 0,059 | 0,054 | 0,04 | 0,029 | 8,14 |
| 600 | 1,875 | 0,098 | 0,023 | 0,039 | 0,053 | 0,052 | 0,041 | 0,033 | 7,53 |
| 500 | 2,24 | 0,116 | 0,008 | 0,034 | 0,052 | 0,053 | 0,044 | 0,032 | 6,79 |
| 400 | 2,878 | 0,148 | 0,018 | 0,016 | 0,045 | 0,054 | 0,046 | 0,03 | 6,06 |
| 300 | 3,7 | 0,172 | 0,011 | 0,02 | 0,053 | 0,055 | 0,044 | 0,033 | 5,33 |
| 200 | 5,47 | 0,223 | 0,042 | 0,016 | 0,037 | 0,049 | 0,016 | 0,027 | 4,35 |
| 190 | 6,13 | 0,257 | 0,032 | 0,015 | 0,025 | 0,046 | 0,028 | 0,012 | 4,35 |
| 180 | 6,48 | 0,28 | 0,073 | 0,034 | 0,028 | 0,048 | 0,028 | 0,026 | 4,62 |
| 160 | 7,43 | 0,277 | 0,103 | 0,051 | 0,03 | 0,023 | 0,03 | 0,013 | 4,09 |
| 140 | 8,56 | 0,347 | 0,112 | 0,028 | 0,02 | 0,052 | 0,005 | 0,017 | 4,33 |
| 122 | 9,63 | 0,358 | 0,131 | 0,09 | 0,04 | 0,04 | 0,017 | 0,009 | 4,11 |
| 100 | 10,9 | 0,345 | 0,175 | 0,076 | 0,042 | 0,025 | 0,019 | 0,032 | 3,66 |

| CARGA SALIDA (Ω) | Armónicos de la onda de voltaje | | | | | | | | THDv (%) |
|------------------------------|---------------------------------|----------|----------|----------|----------|---------|---------|---------|----------|
| | F1=60Hz | F3=180Hz | F5=300Hz | F7=420Hz | F9=540Hz | F11=660 | F13=780 | F15=900 | |
| 800 | 125 | 0,372 | 0,828 | 0,131 | 0,043 | 0,406 | 0,163 | 0,021 | 0,81 |

Tabla 4.8. THD_i y THD_v adquiridas en las pruebas experimentales a diferentes escalas de potencia.

La variación de la THD_i en función de la potencia de salida de la Figura 4.22, muestra que a medida que la potencia de salida incrementa, la distorsión disminuye y mejora el

factor de potencia. Para potencias superiores a 900W, la distorsión se estabiliza en un 4%, como también se estabiliza el factor de potencia en un 99%.

En base a estos comportamientos, se confirma que el convertidor *Boost*-PFC funciona correctamente y cumple con los parámetros establecidos en la Tabla 3.1.

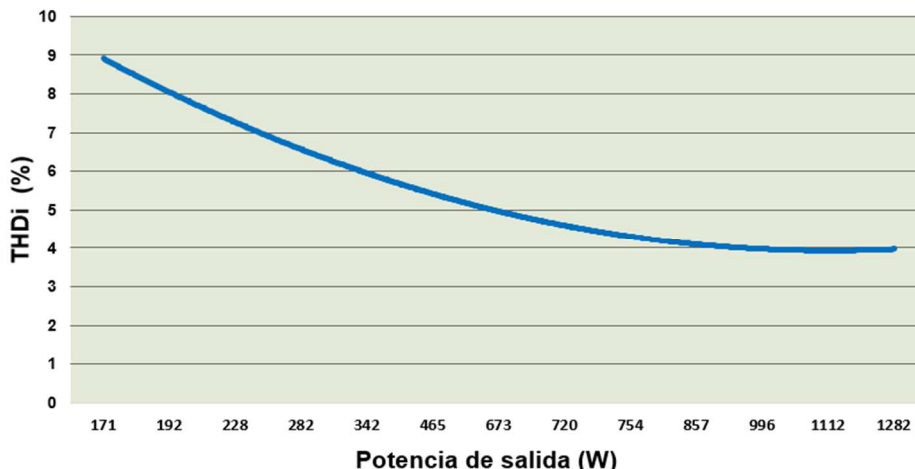


Figura 4.22. Tendencia entre la THD_i y la potencia de salida del convertidor *Boost*.

4.5. Análisis de los resultados experimentales respecto a los simulados

En esta Sección se analiza los resultados adquiridos de la simulación realizada a potencia nominal en la Sección 3.3, donde se simula la potencia de entrada y salida, factor de potencia, eficiencia y corriente del inductor.

En la Tabla 4.9 se resumen los valores calculados, resultados obtenidos en la simulación y los resultados de las pruebas experimentales.

| | Teóricos | Simulados | Experimentales |
|------------------------|-----------|-----------|----------------|
| Potencia de entrada | 1237.11 W | 1266 W | 1342 W |
| Potencia de salida | 1200 W | 1204 W | 1282 W |
| Corriente del inductor | 10.9 A | 9.11 A | 12.2 A |
| Factor de potencia | 0.99 | 0.966 | 0.996 |
| Eficiencia | 95% | 95% | 95.5% |

Tabla 4.9. Resultados calculados, simulados y medidos del convertidor *Boost* a potencia nominal.

Los valores para los tres casos a potencia nominal, son similares. La eficiencia del convertidor es del 95% y el PF mayor a 0.9. Esto coincide con los valores de los parámetros planteados en la Tabla 3.1.

4.6. Análisis térmico del convertidor *Boost*-PFC

Con ayuda del análisis térmico se puede hacer una observación de temperatura de los diferentes componentes del convertidor *Boost*-PFC, al proyectarlo con la cámara termográfica. Así, se identifican los componentes que producen mayor calor.

Con los valores de la Tabla 4.5, se calcula la temperatura de trabajo del *Mosfet*, diodo *Boost* y puente rectificador; ya que estos son los componentes de mayor consumo de potencia, según la Figura 4.20.

El primer análisis de calor determina la temperatura del *Mosfet* (Figura 4.23). El cual tiene un disipador con una resistencia térmica de $R_T = 1.65\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$, según la hoja de datos del fabricante [20]. Para determinar la temperatura del encapsulado del *Mosfet*, se utiliza la Ecuación 4.3, donde se detalla la temperatura del ambiente en el que se realizaron las pruebas experimentales (i.e. $22\text{ }^{\circ}\text{C}$).

$$Temp_{Mosfet} = 22^{\circ}\text{C} + (R_T * P_{loss}) \quad (4.3)$$

Donde el P_{loss} del *Mosfet* es 18.26 W . Por lo tanto, la temperatura del *Mosfet* es:

$$Temp_{Mosfet} = 52.12^{\circ}\text{C}$$

En el segundo análisis de calor, se determina la temperatura del diodo *Boost* (Figura 4.23), donde el P_{loss} del diodo es 5.16 W . Reemplazando estos valores en la Ecuación 4.3, se determina que la temperatura del diodo *Boost* es:

$$Temp_{Diodo} = 30.51^{\circ}\text{C}$$

En el tercer análisis de calor se determina la temperatura de los puentes rectificadores, donde el P_{loss} del puente rectificador es 19.6 W . Reemplazando estos valores en la Ecuación 4.3, la temperatura resulta en:

$$Temp_{Rectificador} = 54.40^{\circ}\text{C}$$

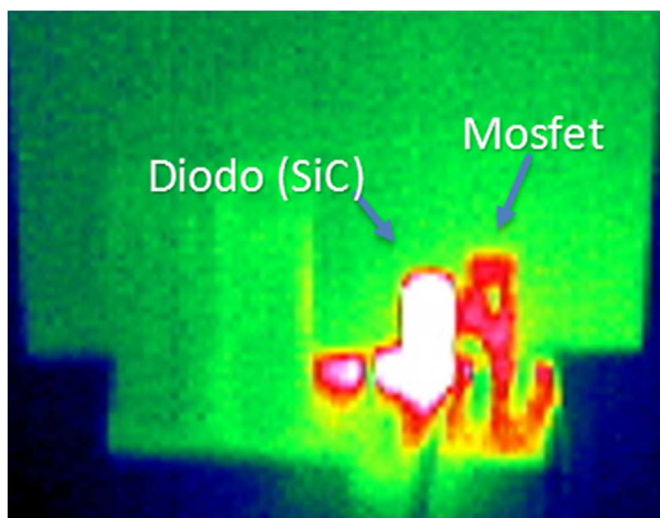


Figura 4.23 Captura termográfica del *Mosfet* y diodo *Boost*.

En la Figura 4.24, se presenta una captura del convertidor apagado. Se puede observar que todo el dispositivo tiene una temperatura uniforme.

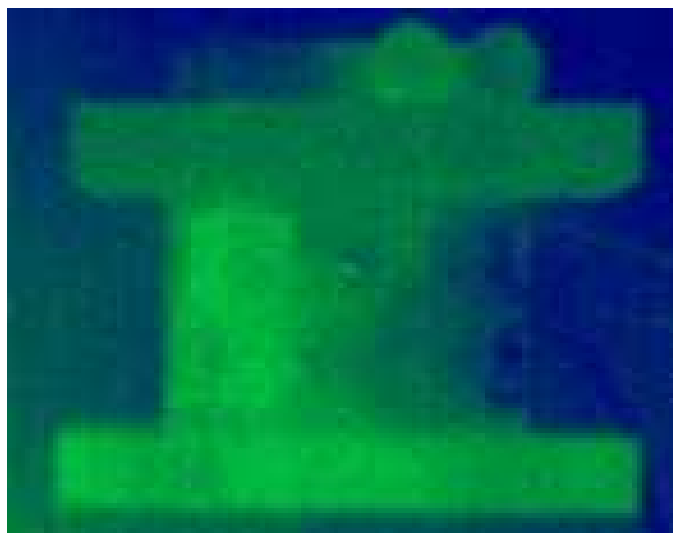


Figura 4.24 Captura termográfica desde la parte superior del convertidor *Boost*.

En la Figura 4.30 y 4.31, se presentan las capturas termográficas del inductor a potencia nominal, en ambas caras del PCB. Aquí se demuestra los altos flujos de corriente por las pistas del convertidor DC/DC, en comparación a los pequeños flujos de las pistas del PFC y circuito de control.

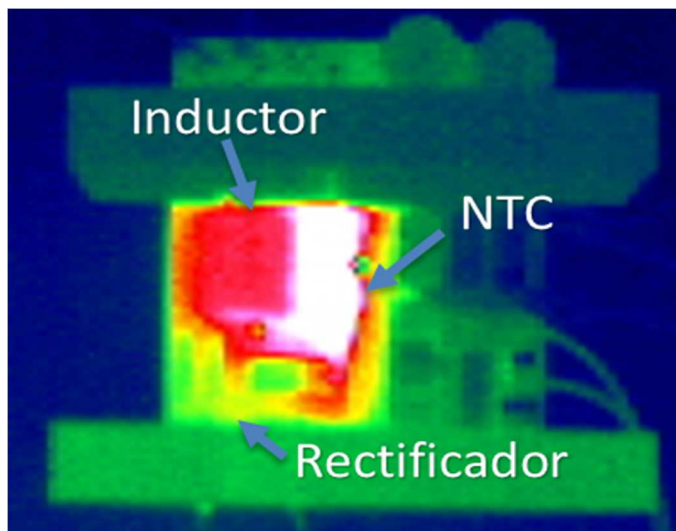


Figura 4.25 Captura termográfica de la parte superior del convertidor *Boost-PFC* a potencia nominal.

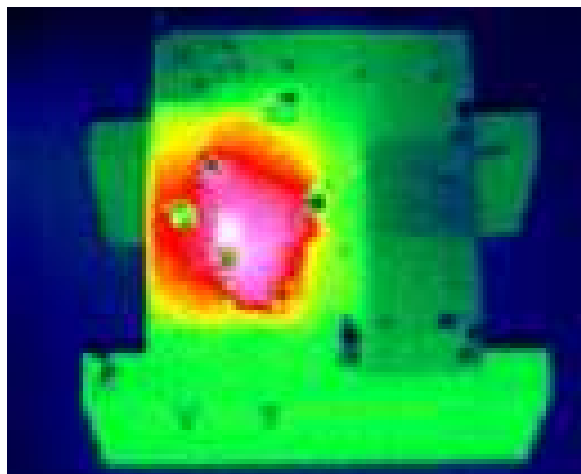


Figura 4.26 Captura termográfica de la parte inferior del convertidor *Boost-PFC* a potencia nominal.

Conclusiones

- Con este trabajo de titulación se ha alcanzado la potencia nominal de 1.2kW, utilizando un convertidor de potencia y topología *Boost-PFC*, que incluye elementos dedicados al control, filtrado y calidad de las señales de interés.
- En las pruebas experimentales del convertidor a potencia nominal, se ha demostrado la reducción del desfase entre formas de onda de voltaje y corriente de entrada de la red eléctrica a 204 μ s. Lo que representa un factor de potencia de desplazamiento de 99.7% y una eficiencia del 95%.
- Se demuestra en las pruebas experimentales, que la distorsión armónica total en la corriente de entrada al convertidor *Boost*, a potencia nominal es 3.66%. Esto cumple con recomendaciones prácticas internacionales como la IEC 6100-3-2 y IEEE 519, para la calidad de energía.
- Con los valores de factor de potencia por distorsión y desplazamiento, se ha conseguido un PF total de 99.63%.
- Se ha conseguido el modo CrCM en el inductor y a medida que incrementa la potencia un modo CCM, con un alto rizado de corriente en potencia nominal, debido a que se utiliza un control de compuerta para conservar la integridad del convertidor ante grandes flujos de voltaje y corriente.
- La sincronización entre formas de onda de voltaje y corriente, mejoran el PF y a medida que se reduce la carga, ambos, PF y la eficiencia energética incrementan. La tendencia (Figura 4.21) indica que " η " llega a un pico y empieza a disminuir; esto es porque a mayor valor de potencia, una cantidad de corriente significativa en elementos como el diodo *Boost*, *Mosfet*, inductor, es disipada por medio del calor (Figura 4.23 y 4.25). Esta es la razón por la que los resultados de la corriente de salida y entrada al convertidor no poseen los mismos valores que los de la simulación y los valores calculados. Aun así, los valores son cercanos.
- Se ha conseguido un diseño del convertidor, resistente a potencia nominal, grandes densidades de corriente y voltaje, sin utilizar ventiladores.
- Se ha construido un convertidor confiable, de alta calidad, con un tamaño pequeño y bajo costo (aproximadamente \$280).

Anexos

Anexo A

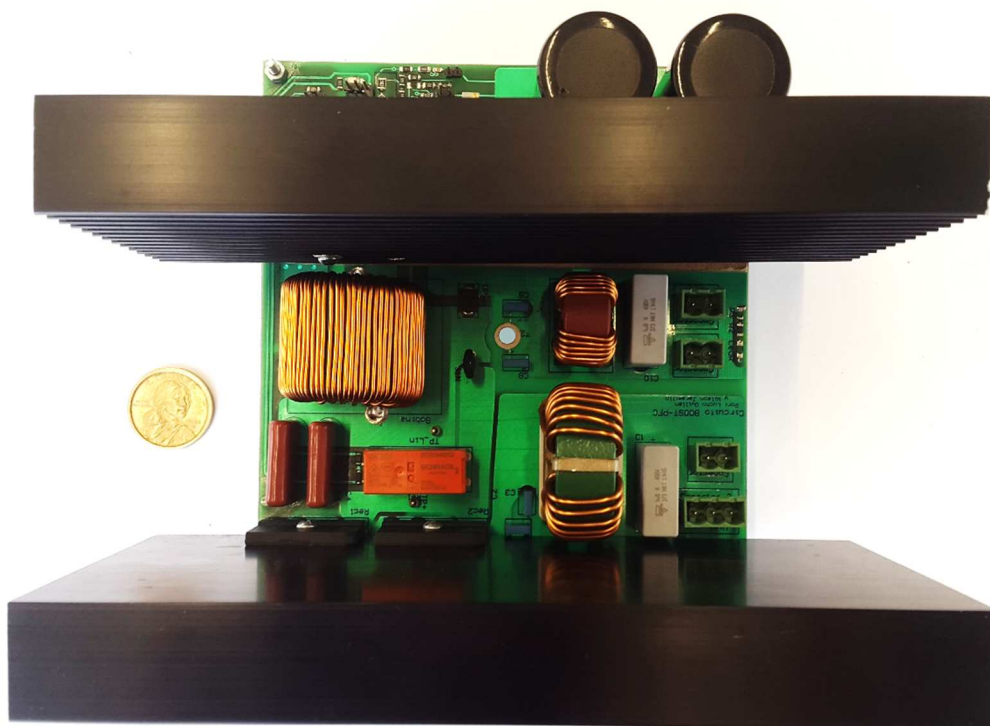


Figura A.1. Prototipo del convertidor *Boost*-PFC.

Anexo B



Figura B.1. Osciloscopio Tektronix DPO3054 de 4 canales.



Figura B.2. Sondas diferenciales Tektronix P5200.



Figura B.3. Sondas de corriente Tektronix TCP404XL.



Figura B.4. Resistencias variables de potencia de 300ohms a 7500W.



Figura B.5. Cámara termográfica (Infrarroja).

Anexo C



Figura C.1. Pruebas experimentales realizadas en el laboratorio de micro-redes de la Universidad de Cuenca.

Bibliografía

- [1] Wilson, Thomas G. “*The Evolution of Power Electronics*”, IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 3, May 2000.
- [2] Infineon Technologies (199-2017), *Power Factor Correction (PFC) Parts Selection Guide*. Recuperado del sitio Infineon: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SelectionGuide_PFC_PowerFactorCorrection-SG-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a30433e5a5024013e6a35cb806364
- [3] Rahman, S. A., Stückler, F., Siu, K., *PFC Boost converter design guide 1200 W design example* (AN Revision1.1, 2016-02-22). Recuperado del sitio Infineon: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_PFCCMBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05
- [4] Sanfelín, G. G., Amorós, F. E., García, A. A. (1998). *Conversores Conmutados: Circuitos de Potencia y Control*. Universidad Politécnica de Valencia. SPUPV-98.122
- [5] Powersim (2010), PSIM (Versión 9.0.3) [Software]. Recuperado del sitio Powersim Technologies: <https://powersimtech.com/products/psim/>
- [6] *Standalone Power Factor Correction (PFC) Controlloer in Continuous Conduction Mode (CCM)*. ICE3PCS01G. Version 3.0. Infineon Technologies. April. 2017.
- [7] Guerrero, F. L. (Septiembre 2013). *Diseño y realización de un convertidor Boost con etapa de salida resonante para la alimentación de lámparas de inducción magnética* (ETSE, Ingeniería Técnica Industrial). Recuperado del sitio: <http://deeea.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/1831pub.pdf>
- [8] Using Kool MU in the PFC Boost Desing (2017). PFC Boost Design. Recuperado de: <https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Kool-Mu-Cores/PFC-Boost-Design>
- [9] Eng, L. T., Jianwei, L., Dong, Li. Infineon (2011), *Design Guide for Boost Type CCM PFC with ICE3PCSxx* (AN-PS0052 V1.0) Recuperado del sitio Infineon: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Design_guide_Boost_type_CCM_PFC_ICE3PCSxx-AN-v01_01-EN.pdf?fileId=db3a3043345a30bc013469f81aa6133e
- [10] Roussineau, E. E. (Menber IEEE). (2015). Desing, Simulation and Implementation of a 500W Single-Phase CCm Boost PFC. *Instituto Tecnológico de Buenos Aires*. Recuperado del sitio: www.revistaieeela.pea.usp.br/issues/vol14issue6June2016/14TLA6_16Roussineau.pdf
- [11] Gonzalez, A. F., Cerasi, R. M., Vicioli, R. O. (2013). *Inductores con Núcleo de Aire*. Universidad Tecnológica Nacional (Departamento de Electrónica). Recuperado del sitio: http://www1.frm.utn.edu.ar/tecnologiae/apuntes/inductores_aire.pdf

- [12] Magnetics Internacional. (2015). POWDER CORES. Recuperado del sitio: http://www.ee.bgu.AC.il/~pel/links/MAGNETICS_Powder_Core_Catalog.pdf
- [13] Magnetics Internacional. (2015). MODEL CORE 0077090A7. Recuperado del sitio: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/0077090A7.pdf>
- [14] Billings, K., Morey, T. (2011), *Switch Mode Power Supply Handbook*. (Third Edition). Recuperado del sitio: http://caxapa.ru/thumbs/348441/Switchmode_Power_Supply_Handbook_3rd_edi.pdf
- [15] Turchi, J., Dalal, D., Wang, P., Jenck, L. (2014), *Power Factor Correction (PFC) Handbook* (Rev. 5, Apr-2014). Recuperado del sitio: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [16] Rahman, S. A. *Infineon North American* (2013-01) *CCM PFC Boost Converter Desing* (Application, V1.0, January-2013). Recuperado del sitio *Infineon*: <http://www.mouser.com/pdfdocs/2-7.pdf>
- [17] SiC (Silicon Carbide Diode) Schottky Diode 650V, 5th Generation thinQ!™. IDH16G65C5. *Infineon* (2012-12-10). Recuperado del sitio *Infineon*: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDH16G65C5-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a06c7efb201a1
- [18] Single-Phase Single In-Line Bridge Rectifiers, Vishay General Semiconductor GSIB2560 (2013-Jun-14). Recuperado del sitio Vishay: www.vishay.com
- [19] Aluminum Electrolytic Capacitors 560uF, 450 V, Panasonic. Recuperado del sitio: <https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Panasonic%20Capacitors%20PDFs/TS-HC%20Series,%20HA%20Type.pdf>
- [20] Disipador Fischer Elektronik SK42-200-SA (Aluminum), Recuperado del sitio: <http://www.farnell.com/datasheets/1936557.pdf>
- [21] *1EDI EiceDRIVER™ Compact Separate output variant for MOSFET-Single Channel MOSFET Gate Driver IC*. 1EDI60N12AF. Version. 2.0. *Infineon Technologies*. May. 2015. Recuperado del sitio *Infineon*: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1EDI60N12AF-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=db3a3043427ac3e201428e5da08f372a
- [22] Murata Manufacturing, Co., Ltd., “*Noise Suppression by EMIFIL Application Guide*”, 5, Sep, 2013
- [23] Würth Elektronik, “*Product Training CMC 100728*”, Recuperado de https://www.w-online.com/web/fr/index.php/show/media/07_electronic_components/toolbox_1/product_training/Product_Training_CMC_100728.pdf
- [24] Martin, N. (2015). Altium Designer (Versión 15.0) [Software]. Recuperado del sitio Altium: <http://www.altium.com/free-trials>
- [25] Techdocs Altium, Recursos y Documentación. Recuperado de: <http://techdocs.altium.com>

- [26] IPC Task Group. (2003). *Standard for Determining Current-Carrying Capacity In Printed Board Design* (IPC-2152). Recuperado del sitio: <http://electronica.ugr.es/~amroldan/cursos/2014/pcb/modulos/temas/IPC2152.pdf>
- [27] Brooks, D. G., Johannes, A. (2015). *Trace Currents and Temperatures Revisited*. Copyright Douglas Brooks, Kirkland, WA. Note15.
- [28] Hancock, J., Stueckler, F., Vecino, E. *Infineon* (2013), *Mastering the Art of quickness A Technology Description and Design Guide* (AN 2013-04 V1.0). Recuperado del sitio Infineon: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Application+Note+-+650V+CoolMOS+C7+-+Mastering+the+Art+of+Quickness.pdf?fileId=db3a30433e5a5024013e6a966779640b>
- [29] Stueckler, F., Vecino, E. *Infineon* (2013), *CoolMOS TM C7 650V Switch in a Kelvin Source ConFiguration* (AN 2103-05 V1.0). Recuperado del sitio Infineon: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Application+Note+-+TO-247-4pin+-+650V+CoolMOS+C7+Switch+in+a+Kelvin+Source+ConFiguration.pdf?fileId=db3a30433e5a5024013e6a9908a26410>
- [30] *MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor CoolMOS TM C7 650V Power Transistor*. IPZ65R045C7. Rev. 2.0. *Infineon Technologies*. April. 2013.
- [31] Smelectronik, CIA, Ltda. (2013-2017). Recuperado de: <http://www.smelektronik.com.ec/portal/>
- [32] Nance, S. [Optimum Design Associates]. (2013, October 27). *Switching Power Supply PCB Layout Seminar* [Archivo de video]. Recuperado de: <https://www.youtube.com/watch?v=gq-0ZpcGm8E&t=2411s>